

[illegible]

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
„КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО”

ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ
КАФЕДРА ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

До захисту допущено

Завідувач кафедри

Ю.С. Ямненко

(підпис)

(ініціали, прізвище)

”_____” _____ 2019р.

Дипломний проект
на здобуття ступеня бакалавра

з напрямку підготовки 6.050802 Електронні пристрої та системи
(код та назва напрямку підготовки або спеціальності)

на тему: Діагностика квазірезонансного перетворювача понижуючого типу

Виконав: студент 4-го курсу, групи ДС-52

Гарницький Андрій Вікторович

(прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

Керівник проф., д. т. н., проф. Терещенко Т. О.

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

(підпис)

Консультанти: Технічний розділ

(назва розділу)

(вчені ступінь та звання, прізвище, ініціали)

(підпис)

Рецензент проф., д. т. н., проф. Мельнік І. В.

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

(підпис)

Засвідчую, що у цьому дипломному проекті
немає запозичень з праць інших авторів без
відповідних посилань

Студент _____

(підпис)

Київ – 2019 року

**Національний технічний університет України
“Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського”**

Факультет електроніки

(повна назва)

Кафедра промислової електроніки

(повна назва)

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Напрямок підготовки 6.050802 Електронні пристрої та системи

(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Ю.С. Ямненко
(підпис) (прізвище ініціали)

«22» травня 2019 року

**З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЕКТ СТУДЕНТУ**

Гарницький Андрій Вікторович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту Діагностика квазірезонансного перетворювача понижуючого типу

Керівник проекту Терещенко Т. О., д. т. н., професор,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від « 23 » березня 2019 року № 1008-с

2. Строк подання студентом проекту 10 червня 2019 року

3. Вихідні дані до проекту: розробити спосіб діагностики квазірезонансного імпульсного перетворювача на базі досліджень електромагнітних процесів в ньому. Обрати діагностичні показники та розробити пристрій з параметрами: вхідна напруга 48 В, вихідна напруга 12 В, частота перемикання 200 кГц.

4. Зміст (дипломної роботи) пояснювальної записки (перелік завдань, які потрібно розробити): 1) методи та системи діагностування станів технічних об'єктів; 2) дослідження процесів DC-DC перетворювача; 3) моделювання квазірезонансного імпульсного перетворювача з перемиканням при нульовому струмі; 4) розробка пристрою діагностики

5. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо) схема електрична структурна, схема електрична принципова, теоретичні креслення

6. Консультанти розділів проекту

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Технічний			

7. Дата видачі завдання _____ 22 травня 2019 р. _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проекту	Строки виконання етапів проекту	Примітка
1	Огляд літературних джерел: методів та систем діагностування	01.09.2018 – 31.10.2018	
2	Постановка задачі дослідження (обрання діагностичної інформації)	1.11.2018 – 31.12.2019	
3	Дослідження процесів DC-DC перетворювача аналітичними методами	1.01.2019 – 28.02.2019	
4	Моделювання КРП та порівняння результатів з аналітичними	1.03.2019 – 31.03.2019	
5	Розробка структурної схеми пристрою діагностики, розробка принципової схеми і розробка програмного забезпечення	1.04.2019 – 31.05.2019	

Студент

(підпис)

Гарницький А. В.
(ініціали, прізвище)

Керівник проекту

(підпис)

Терещенко Т. О.
(ініціали, прізвище)

АНОТАЦІЯ

Досліджено методи діагностування та прогнозування технічного стану напівпровідникових перетворювачів. Розглянута класифікація та проведено порівняння різних квазірезонансних перетворювачів. Обрано тип та метод діагностування перетворювача. Розраховано параметри та проаналізовано режими роботи послідовного двопівперіодного квазірезонансного імпульсного перетворювача понижуючого типу з комутацією при нульовому струмі. За допомогою моделювання в середовищі Simulink досліджено вплив типових несправностей в перетворювачі на вигляд їх струмів і напруг. Розроблена система діагностики, що порівнює зняті покази діагностичних параметрів з еталонними значеннями, визначає режим роботи перетворювача та виводить результат на LCD дисплей.

SUMMARY

Research methods of diagnostics and forecasting of the technical condition of supervisory translators. The classification and comparison of different categories of converters is considered. The type and method of diagnostics of the converter are selected. The parameters are calculated and the operating modes of two-way two-dimensional quasi-resonance pulse converter of low-level communication from zero-current are analyzed. By simulating in Simulink, the researcher affects typical injustices that turn into their currents and voltages. A diagnostic system is developed, taking into account samples of diagnostic parameters with reference values, determines the mode of operation of the converter and leads the result to the LCD display.

ЗМІСТ

ВСТУП	5
РОЗДІЛ 1. МЕТОДИ ТА СИСТЕМИ ДІАГНОСТУВАННЯ СТАНІВ ТЕХНІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ	7
1.1. Класифікація систем діагностування.....	7
1.2. Узагальнена система діагностування	10
1.3. Методи діагностики	14
1.3.1. Нечітка логіка	15
1.3.2 Вейвлет-перетворення.....	16
1.3.3. Порівняння вимірених параметрів з параметрами отриманими в результаті розрахунку або моделювання.....	17
1.4. Методи прогнозування.....	18
1.4.1. Імовірнісний метод прогнозування	18
1.4.2. Прогнозування методом чисельного аналізу.....	20
1.4.3. Адаптивний метод лінійної фільтрації.....	23
1.4.4. Прогнозування процесів з детермінованими основами.....	24
РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОЦЕСІВ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧА ..	26
2.1 Однопівперіодні та двопівперіодні імпульсні перетворювачі	27
2.2 Режим роботи квазірезонансного імпульсного перетворювача	29
2.3 Розрахунок параметрів перетворювача	34
2.4 Функції чутливості	35
РОЗДІЛ 3. МОДЕЛЮВАННЯ КВАЗІРЕЗОНАНСНОГО ІМПУЛЬСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ПЕРЕМИКАННЯМ ПРИ НУЛЬОВОМУ СТРУМІ	37
3.1 Особливості комп'ютерного моделювання	37
3.2 Результати моделювання	42
3.3 Аналіз результатів	43
РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ ДІАГНОСТИКИ	45
4.1. Розробка схеми електричної структурної	45
4.2. Розробка схеми електричної принципової.....	46
4.3. Розрахунок елементів принципової схеми.....	47
4.4. Блок схема алгоритму	48
4.5. Опис роботи пристрою	53
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	56

					ДС52.520.317.001ПЗ						
Зм	Арк	№ докум.	Підпис	Дата	Діагностика квазірезонансного перетворювача понижуючого типу. Пояснювальна записка			Літера	Лист	Листів	
Розроб.	Гарницький А.В										
Перевір.	Терещенко Т.О.									3	60
								НТУУ «КПІ», ФЕЛ каф. ПЕ			
Н.контр.	Батрак Л.М.										
Затверд.	Терещенко Т.О.										

Додаток А. Перелік елементів

Додаток Б. Лістинг програми

ABSTRACT

					ДС52.520.317.001ПЗ	
Змн.		№ документа.	Підпис			4

ВСТУП

Квазірезонансні перетворювачі є невід'ємною складовою сучасних напівпровідникових перетворювачів, що знаходять застосування в різних електротехнічних та енергетичних системах. На відміну від резонансних перетворювачів, у них наявна м'яка комутація (перемикання в момент коли струм, або напруга дорівнює нулю). Завдяки цьому квазірезонансні перетворювачі мають менше втрати по потужності, а отже є більш економічно вигідними.

Несправності в роботі перетворювача призводять до порушення функціонування всієї системи, до якої він входить. Аварійні режими можуть бути наслідком аномального відхилення параметрів елементів силової схеми, порушення алгоритмів роботи системи керування, спотворення параметрів напруги мережі через приховані або катастрофічні відмови. Діагностування функціонального стану таких об'єктів набуває все більшої актуальності.

Системи діагностування дозволяють здійснювати періодичний або постійний контроль стану обладнання, автоматичне діагностування обладнання із зазначенням несправного вузла і виду несправності, прогнозування нормального функціонування об'єкту з видачею інформації про час збереження працездатності

В даній роботі розглядаються методи діагностики і прогнозування квазірезонансного перетворювача, описується особливості роботи в різних режимах, а також досліджується вплив зміни параметрів резонансного контуру на вихідні параметри.

Діагностичними параметрами перетворювача є напруга і струм на навантаженні і час перехідного процесу.

Використання часових діаграм струмів та напруг як діагностичних параметрів напівпровідникових перетворювачів є цікавим з позиції того, що дозволяє відстежувати зміни в них, знімаючи дані в фіксованих точках схеми.

					ДС52.520.317.001ПЗ	
Змн.		№ документа.	Підпис			5

Мета проекту: створення пристрою діагностики квазірезонансного перетворювача на основі методу порівняння вимірних параметрів з параметрами отриманими в результаті розрахунку або моделювання.

Для досягнення мети був проведений аналіз впливу несправностей на часові діаграми струмів і напруг, визначені точки для отримання даних діагностики, побудований алгоритм оцінки знятих значень та отриманий висновок про режим роботи приладу.

					ДС52.520.317.001ПЗ	
Змн.		№ документа.	Підпис			6

РОЗДІЛ 1. МЕТОДИ ТА СИСТЕМИ ДІАГНОСТУВАННЯ СТАНІВ ТЕХНІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ

Визначенням станів технічних об'єктів займається технічна діагностика.

Вона об'єднує теорію, методи та засоби виявлення та пошуку дефектів електротехнічних об'єктів [1]. В процесі діагностування першим кроком є визначення приналежності стану об'єкту до класу працездатних чи непрацездатних станів, тобто виконується контроль працездатності об'єкту. Якщо об'єкт працездатний, з'являється необхідність перевірити, чи правильним є його функціонування. У випадку віднесення стану об'єкту до класу непрацездатних станів, подальше діагностування полягає в пошуку несправності, визначенні місця та можливих причин її виникнення.

Об'єкт діагностування та засоби, за допомогою яких виконується діагностування його стану, формують систему діагностування.

1.1. Класифікація систем діагностування

Класифікація систем (рис. 1.1) діагностування здійснюється за наступними ознаками:

- 1) за ступенем охоплення об'єкту діагностування – локальні та загальні;
- 2) за принципом дії – автоматичні, автоматизовані та ручні;
- 3) за місцем розташування відносно об'єкту діагностування – зовнішні та вбудовані;
- 4) за призначенням – універсальні та спеціалізовані;
- 5) за способом діагностування – функціональні та тестові.

Ступінь охоплення системою діагностування об'єкту, що діагностується, визначає швидкість та точність пошуку елементів чи блоків, що призвели до зміни стану об'єкту. В загальному випадку, об'єкт діагностування може бути представлений як система з декількома рівнями ділення k , що відображають глибину пошуку дефектів. Значення $k=0$ присвоюється

об'єкту в цілому, а $k=1,2,\dots$ – його окремим підсистемам [2]. Кількість рівнів, що виділяються в об'єкті, залежить від структури об'єкту, необхідної глибини та точності визначення дефекту. Засоби діагностування, що використовуються для визначення стану кожної k -ї підсистеми та її елементів зводять в окремі інформаційні канали.

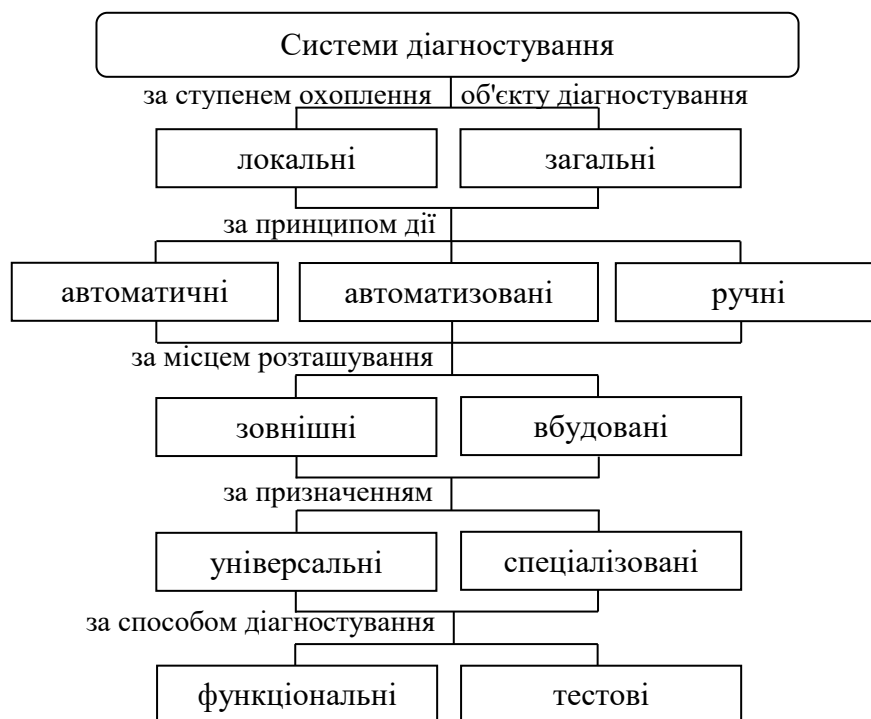


Рис. 1.1. Класифікація систем діагностування

Вибір структури системи діагностування визначається особливостями об'єкту діагностування та вимогами, що висуваються до процесу виконання діагностики – тривалість діагностування, кількість станів об'єкту, які необхідно розрізняти, необхідність виявлення та ідентифікації дефектів, тощо.

За способом діагностування системи, поділяються на системи тестового діагностування, які використовуються для перевірки справності і працездатності, а також пошуку дефектів, що порушують справність або працездатність об'єкту, та системи функціонального діагностування,

необхідні для перевірки правильності функціонування і для пошуку дефектів, що порушують правильне функціонування об'єкту [3].

Особливістю систем тестового діагностування є можливість підбору тестових впливів, які дозволяють виявити конкретний тип дефекту. Такий вид діагностування використовують при виготовленні об'єкта, під час його профілактики і при зберіганні, а ще перед використанням і після нього, коли необхідна перевірка справності об'єкта чи його працездатності і пошук дефектів. В цьому випадку на об'єкт, що діагностується подають спеціально організовані тестові впливи. Системи функціонального діагностування позбавлені таких можливостей, оскільки множина тестових впливів в цьому випадку визначається алгоритмом функціонування об'єкту. Тому в цьому випадку особливо актуальним є вибір таких методів діагностування, які при обмеженій кількості впливів на об'єкт дозволяли б визначати його стан та локалізувати несправності. На об'єкт подаються лише передбачені його алгоритмом функціонування (робочі) впливи.[4]

В багатьох сучасних електротехнічних об'єктах функції діагностики покладені на їх системи керування. Так в [5] запропонована мікропроцесорна система керування, яка не лише формує керуючі впливи, але також здійснює діагностику і адаптацію параметрів перетворювача та навантаження із забезпеченням їх багатоступеневого захисту.

Особливістю використання таких мікропроцесорних систем при вирішенні задач керування та діагностики напівпровідникових перетворювачів є те, що їх робота пов'язана з обробкою достатньо складних алгоритмів керування, і при цьому всі обчислення повинні виконуватися в реальному масштабі часу при дуже малих значеннях сталих часу, що передбачає використання швидкодіючих мікропроцесорних пристроїв.

В даній роботі розглядається побудова локальної автоматизованої системи діагностики квазірезонансного перетворювача, виконана у вигляді

зовнішнього спеціалізованого пристрою і визначає справний або несправний стан перетворювача.

1.2. Узагальнена система діагностування

На рис. 1.2 представлена структурна схема багатофункціональної системи діагностування, що окрім ідентифікації теперішнього стану електротехнічного об'єкту, проводить також прогнозування подальшого його стану в [6].



Рис. 1.2. Автоматизована система діагностування, моніторингу та прогнозування

Зважаючи на структуру схеми, можна виділити дві основні стадії в процесі діагностування електротехнічного об'єкту (рис.1.3):

1. отримання діагностичних даних;
2. аналіз діагностичних даних і визначення стану об'єкту діагностування.

Для отримання діагностичних даних про об'єкт система діагностування використовує зовнішні або вбудовані датчики. Вибір контрольних точок, в яких знімаються діагностичні дані, виконується з використанням теорії чутливості [7]. Чутливість об'єкту до зміни окремих параметрів визначається шляхом розрахунку функцій чутливості, як часткових похідних i -го діагностичного показника об'єкту, по варіації j -го параметру.



Рис. 1.3. Процес діагностування електротехнічного об'єкту

Діагностичні показники, що отримуються в межах першого етапу діагностування, можуть бути:

- електричними величинами, що не потребують додаткових перетворень;

- електричними величинами, що потребують додаткових перетворень;
- неелектричними величинами, що потребують попереднього перетворення;
- такими, що оцінюються візуально.

До першої групи належать напруги та струми (постійні та змінні), амплітуди імпульсів струму та напруги, частота змінної синусоїдальної напруги, частота імпульсів струму та напруги, часові інтервали, що характеризують тривалість імпульсів, ємність, індуктивність, опір елементів.

Другий етап діагностування полягає в аналізі перетворених діагностичних даних та прийнятті рішення про стан об'єкту діагностування. Формулювання висновку залежить від поставленої задачі.

Наприклад, у випадку перевірки знаходження значення діагностичного показника в деяких допустимих межах, висновок сформулюється як «поточне значення показника лежить в допустимих межах» або «поточне значення показника перевищує допустиме значення». У випадку визначення приналежності поточного стану об'єкту до одного з заздалегідь заданих класів станів, висновок матиме вигляд «поточний стан i є найбільш близьким до стану j і належить до класу А». Аналіз діагностичних даних фактично полягає в порівнянні даних, отриманих для поточного інтервалу часу, з даними, отриманими на попередніх часових інтервалах [8], даними, що розглядається як номінальні чи початкові, або даними, що відповідають заздалегідь відомим станам об'єкту [9]. Порівняння виконується системою порівняння, що входить до складу системи діагностування, і результатом порівняння є визначення поточного стану об'єкту діагностування. При тому зберігання інформації про стан апаратури протягом всього періоду не є раціональним, по кільком причинам. Наприклад, використання результатів вимірів зроблених перед ремонтом (або після відновлення ресурсу) разом з результатами вимірювань, зроблених після його проведення з метою прогнозування може стати причиною недостовірного прогнозу. Це

обумовлено, перш за все, тим, що несправні раніше елементи можуть бути замінені, що приведе до зміни закону вимірювання контрольованого параметра по часу (нові дані змінюються по одному закону, а попередні по іншому).

Ще одною причиною, по якій зберігати всі дані в пам'яті є не актуально, є те, що надмірно велика кількість даних зазвичай не потребується, а в деяких випадках може навіть здійснювати негативний вплив на роботу системи діагностики. Розглянемо, наприклад, випадок показаний на рис.1.4.

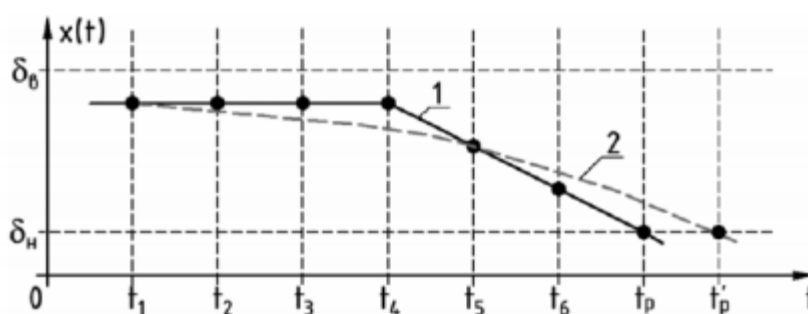


Рис.1.4. Зміна контрольованого параметру в часі
1 - дійсний закон зміни контрольованого параметра в часі; 2 - закон зміни параметра, обчислений пристроєм прогнозування

На часовому відрізку від t_1 до t_4 параметр $x(t)$, що визначає працездатність схеми, перебуває в стані стабільності, проте з моменту t_4 його величина спадає (причиною може бути, наприклад, неправильна робота одного з елементів схеми, викликана короткочасним стрибком напруги в мережі). Вихід даного параметра за межі нижнього допуску при цьому повинен відбутися в момент часу t_p , тоді ж діагностуюча система перейде в неробочий стан.

При наближенні всіх даних отриманих експериментально, однією функціональною залежністю від часу (на рис.1.4 вона показана штриховою лінією) і проведенні подальшої обробки можуть бути одержані неправильні результати прогнозування. Відповідно до отриманих результатів вихід визначального параметра поза межі визначених допусків відбудеться в

момент часу t'_p , що знаходиться далі на тимчасовій осі, ніж справжній момент виходу з ладу. Похибка передбачення в такому випадку буде багато в чому визначатися видом обраної апроксимуючої функціональної залежності.

Тим часом, якщо розбити розглянутий періоду часу на два інтервали (перший від t_1 до t_4 , а другий від t_4 до t_6), і досліджувати дані, що отримані після виникнення відмови, то точність прогнозу можна значно підвищити.[10].

До вирішення завдання прогнозування існують два підходи - детермінований і стохастичний. У першому випадку завдання зводиться до відшукування апроксимуючих виразів, у другому в якості прогнозованої характеристики приймається реалізація випадкової величини, яка визначає інтервал часу від моменту контролю до першого перетину поля допуску прогнозованої величини. Оскільки процеси зносу, старіння і розлад електронної апаратури, що зумовлюють розвиток поступових відмов, є випадковими величинами, більш загальний характер носить стохастичний підхід. [11]

Діагностичними параметрами розроблювальної системи діагностики квазірезонансного перетворювача обрано струми та напруги на елементах резонансного контура. На етапі аналізу діагностичних даних обчислюється коефіцієнти схожості поточного та справного режимів.

1.3. Методи діагностики

Одним з методів визначення несправних елементів в пристроях з мікропроцесорним керуванням є метод струмової діагностики, заснований на використанні математичної моделі пристрою, представленій у вигляді матриці [12]. Коефіцієнти в матриці відповідають значенням струму споживання, і визначаються номерами елементів пристрою та моментами квантування функції струму пристрою. Струмові моделі використовуються для визначення несправних елементів в кристалах КМОН-структур [13].

					ДС52.520.317.001ПЗ	14
Змн.		№ документа.	Підпис			

Недоліком даних методів діагностування є вимога роботи на кожному кроці квантування лише одного елементу, який і визначає споживання струму. В реальних силових схемах забезпечити дану умову практично неможливо.

Широкого застосування при визначенні поточного стану об'єкту діагностування набули матричні методи розпізнавання та методи, засновані на розрахунку математичного очікування [14], теорія розпізнавання образів [9], нейронні мережі [15], кореляційний аналіз, методи на базі узгоджених фільтрів та теорія класифікації [16].

В [17] представлена методика оцінки технічного стану електрообладнання, заснована на створенні нечіткої, нелінійної авторегресійної моделі (NARX) об'єкта контролю в його справному технічному стані. При цьому модель має відображати зміну вхідних і вихідних параметрів об'єкту в усіх можливих експлуатаційних режимах роботи.

1.3.1. Нечітка логіка

Прикладом спільного використання нейроної мережі та апарату нечіткої логіки є побудова адаптивних нейро-нечітких систем (ANFIS) [18]. Опис можливих експлуатаційних режимів роботи електрообладнання здійснюється за допомогою бази «нечітких» правил. Для векторів входу і виходу об'єкта моделювання задаються символічні нечіткі змінні. На базі зареєстрованих вибірок реальних перехідних процесів справного електрообладнання створюються тренувальні, тестові та перевіірочні бази даних для навчання адаптованої нейро-нечіткої мережі ANFIS.

Апарати нечіткої логіки та нейронних мереж використовуються для ідентифікації стану об'єкту в системах діагностики, які отримали назву активних експертних систем [15]. В експертних системах ідентифікація стану об'єкту виконується шляхом співвіднесення наявних порушень в поведінці системи та причин їх виникнення з використанням таблиці асоціативних

зв'язків між типами поведінки систем та діагнозами. При цьому використовуються наявні знання про структуру системи та її слабкі місця, на базі чого робиться припущення про несправності, сумісні з поточною поведінкою системи. В подібних експертних системах використовуються бази даних прецедентів [19]. Як прецедент розглядається опис проблеми в поєднанні з детальним вказанням дій, що були при цьому здійснені. Розв'язок в новій проблемній ситуації здійснюється шляхом знаходження подібного прецеденту в минулому.

До недоліків методів діагностування, заснованих на застосуванні нейронних мереж, слід віднести потребу в швидкодіючих мікропроцесорних системах, те, що моделювання нейронної мережі є достатньо трудомістким, що збільшує вартість подібних систем, і крім того, навчена нейронна мережа не піддається будь-якій змістовній інтерпретації.

Нечітка логіка застосовується переважно для об'єктів, реакцію яких достатньо просто емпірично алгоритмізувати залежно від сигналів датчиків стану об'єкту діагностування. Однак, апарат нечіткої логіки не містить механізмів навчання, тому результати його застосування суттєво залежать від виду функцій приналежності.

1.3.2 Вейвлет-перетворення

При розгляді діагностичних показників не в часовій області, а в спектральній, як ознаки можуть розглядатися спектральні коефіцієнти. Такий перехід здійснюється, наприклад, з метою очищення реальних вимірних сигналів від шумів. Запропонована в [20] система діагностування містить блок попередньої фільтрації вимірних сигналів з використанням вейвлет-перетворення (рис. 1.5).

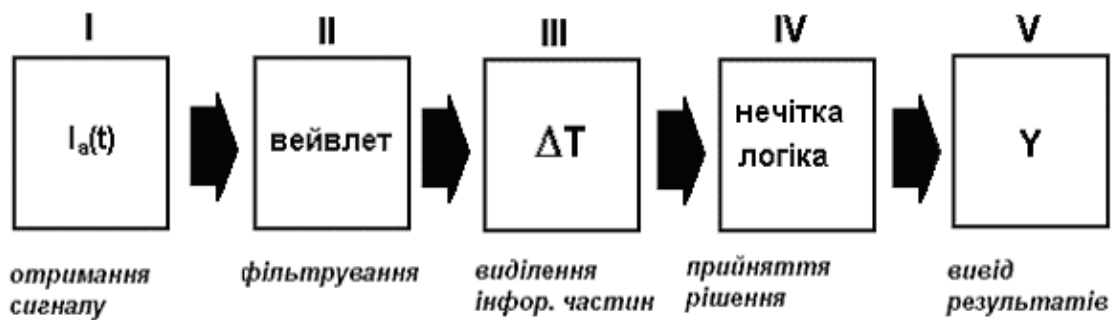


Рис. 1.5. Система діагностування на базі нечіткої логіки та вейвлет-перетворення

Застосування до сигналів спектральних перетворень дозволяє виконувати порівняння діагностичних показників в частотній області [21], наприклад, за допомогою перетворення Фур'є чи дискретних перетворень на кінцевих інтервалах. Порівняння в часовій області здійснюється з використанням процедур апроксимації та інтерполяції поліномами [22], а в часо-частотній області – спеціальних методів ідентифікації [23] або представлення діагностичних показників у вигляді частотно-часової розгортки з використанням спектрального вейвлет-перетворення [24]. Спектральний метод застосовуються для обробки медичних сигналів, для класифікації даних з датчиків з метою діагностування та оцінки важкості стану людини.[25]

1.3.3. Порівняння вимірених параметрів з параметрами отриманими в результаті розрахунку або моделювання

Метод базується на розрахунку, або моделюванні схеми електронного перетворювача в відповідному програмному забезпеченні в справному стані та при різних несправностях. Розраховані параметри вважаються еталонними і порівнюються з виміреними. На основі порівняння робиться висновок про режим роботи схеми. Даний метод обраний для діагностування квазірезонансного перетворювача в даній роботі.

1.4. Методи прогнозування

Розглянемо різні методи прогнозування, що відображають різну глибину використовуваної апіорної інформації про об'єкт діагностування.

1.4.1. Імовірнісний метод прогнозування

Практично всі процеси, що протікають в радіоелектронній апаратурі, в тому числі і поява різних відмов, залежать від великої кількості факторів, які обумовлені як внутрішніми особливостями апаратури, так і зовнішніми умовами.

Внаслідок цього зміна параметрів в часі підпорядковується випадковим закономірностям, і самі параметри є випадковими величинами. Тому актуальними є методи імовірнісного прогнозування, які дають змогу визначити ймовірність збереження роботоздатного стану об'єкта технічного діагностування, або навпаки, ймовірність виходу з ладу.

У найпростіших випадках, коли наявні дані тільки про поточний технічний стан, можна припустити, що в системі проявляється експонентний закон розподілу надійності. В цьому випадку ймовірність роботи без відмов в наступний інтервал часу можна визначити виразом:

$$P = \exp(-t/t_0) = \exp(-\lambda t), \quad (1.1)$$

де t_0 – середній час безвідмовної роботи, $\lambda = 1/t_0$ – інтенсивність відмов.

Однак такий підхід розв'язання поставленого завдання вкрай недоцільний, оскільки він не може дати досить високу достовірність прогнозу. Методи, що є більш досконалими використовують функції розподілу ймовірності знаходження параметрів в заданому діапазоні в визначений момент часу [40]. Нехай діагностичний параметр $U(t)$ (рис. 1.6.) являє собою деяку випадкову величину U з відомим законом розподілу:

$$F_t(U) = [P(U(t) < U)]. \quad (1.2)$$

Щільність розподілу ймовірностей параметра $U(t)$:

$$w_t(U) = \frac{dF_t(U)}{dU}. \quad (1.3)$$

Імовірність виходу параметра $U(t)$ поза межі допуску $U_{\text{доп}}$ в момент часу t розраховується за виразом:

$$P[U(t) < U_{\text{доп}}] = \int_{-\infty}^{U_{\text{доп}}} w_t(U) dU. \quad (1.4)$$

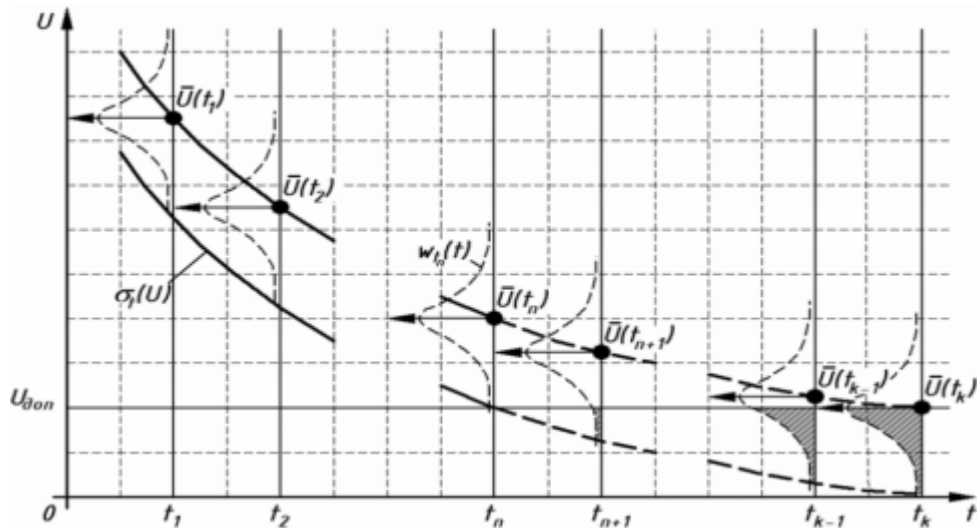


Рис. 1.6. Прогнозування технічного стану ймовірнісними методами.

В залежності умов роботи, періоду експлуатації, або властивостей конкретних елементів щільність ймовірностей (1.3) випадкової величини U може піддаватися різними законами розподілу.

Наприклад на початковій стадії експлуатації відмови часто піддаються розподілу Вейбулла [26], при старінні, або зношенні елементів радіоелектронної апаратури поведінка описується розподілом Релея, при нормальній експлуатації, в певних випадках спостерігається нормальний, або показниковий розподіл щільності ймовірностей.

Якщо щільність ймовірності підпорядковується нормальному розподілу, то

$$w_t(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_t(U)} \exp\{-[U(t) - \bar{U}(t)]^2 / 2\sigma_t^2(U)\}, \quad (1.5)$$

де $\bar{U}(t)$ - математичне очікування випадкової величини (середнє значення), а величина $\sigma_t(U)$ - її середньоквадратичне відхилення.

Значення параметра знімаються в певні моменти часу, тому безперервну випадкову величину можна замінити дискретною. Математичне сподівання і дисперсія випадкової величини визначатиметься за формулами:

$$\bar{U}(t) = \sum_{i=1}^k U_i P_i, \quad \sigma_t^2(U) = \sum_{i=1}^k P_i (U_i - \bar{U})^2, \quad (1.6)$$

де P_i - ймовірність відхилення випадкової величини від її середнього значення.

Взагалі ймовірні методи прогнозування дуже трудомісткі і важко алгоритмізуються. Також вони потребують знання статистичних характеристик радіоелектронного обладнання, що не завжди є можливим.

Звичайно, можна скористатися аналітичними методами розрахунку статистичних параметрів, однак в такому випадку використовувати ці методи не завжди зручно. Також можливе зниження достовірності даних, що потягне за собою зниження ефективності всієї діагностичної системи.

Зважаючи на це, для вирішення задач прогнозування технічного стану використовують методи другої групи, а саме методи прогнозування засновані на аналізі визначальних параметрів за допомогою математичного апарату чисельного аналізу.

Ці методи прогнозування мають високу достовірність результатів і не мають тих недоліків, що властиві ймовірнісним методам.

1.4.2. Прогнозування методом чисельного аналізу

Методи чисельного аналізу дають змогу здійснити прогнозування технічного стану не враховуючи ймовірності виходу з ладу елементів, що є в складі об'єкта діагностування (і інших ймовірнісних характеристик радіоелектронного обладнання).

Обов'язковою умовою є наявність даних про минулий стан. До того ж тут виникає певне протиріччя. Хоча наявність більшої кількості даних про

попередній стан об'єкта дає змогу точніше передбачити його майбутній стан, однак, надмірність даних може призвести до збільшення помилки прогнозування.

На рис. 1.7 поданий графік зміни певного діагностичного параметрів об'єкта x протягом часу t .

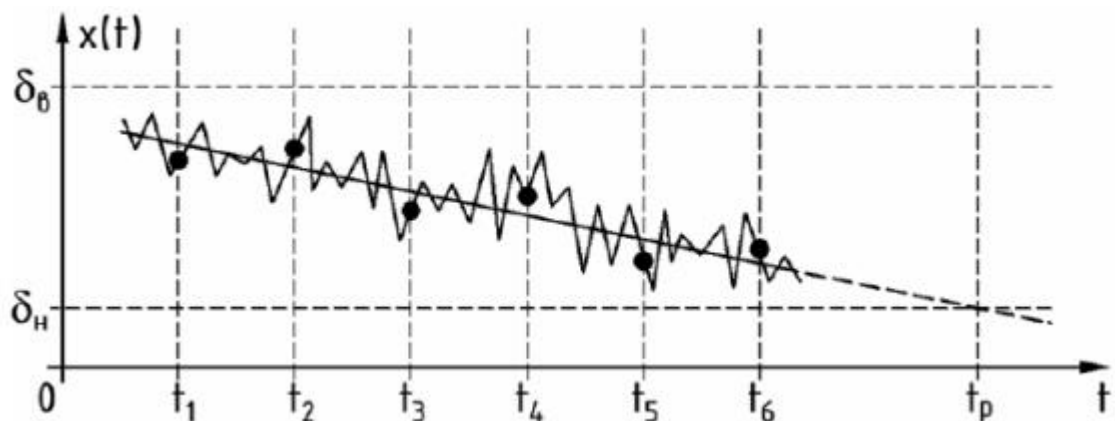


Рис. 1.7. Визначення часу працездатності об'єкта шляхом аналізу одного з параметрів.

Як видно з рис.1.7. функція $x(t)$ має дві складові (детерміновану і випадкову). Випадкову складову можуть спричинити вимірювання діагностичного параметра з недостатньою точністю, короточасні зміни параметрів елементів обладнання, зміна зовнішніх чинників. Для прогнозування інтерес, зазвичай, представляє, детермінована складова функції зміни діагностичного параметра. Якщо взято замало експериментальних даних, то знайти детерміновану складову параметра буде важче, адже не випадкова складова параметра компенсуватися не буде, а це, в свою чергу, стане причиною похибки обчислень.

Розглянемо використання методів чисельного аналізу для передбачення технічного стану. Зокрема, на рис. 1.7 зображено знаходження тривалості працездатності об'єкта t_p за допомогою аналізу зміни параметра діагностики. Виміри діагностичного параметра наближаються певною залежністю, яка дає

змогу екстраполювати дану функцію і визначити момент часу, в який значення виходять за межі допусків δ_b і δ_n .

У випадку, показаному на рис. 1.7 результати шести вимірювань апроксимуються лінійною залежністю. Час роботи об'єкта визначають моменти, в які діагностичний параметр перевищує допуски.[10]

З методів чисельного аналізу можна виокремити кілька відомих способів апроксимації експериментальних даних, а саме, метод найменших квадратів. [27] Нехай є два вектори вхідних даних – значення аргументу і значення функції

$$\begin{aligned}\bar{X} &= X\{x_1, x_2, x_3, \dots, x_N\}, \\ \bar{Y} &= Y\{y_1, y_2, y_3, \dots, y_N\}.\end{aligned}$$

Ці точки найкраще апроксимує функція, що має найменший квадрат відхилення від точок, відповідних експериментальним даним. Нехай апроксимуюча функція $y=f(x)$ тоді

$$\sum_{i=1}^N [y_n - f(x_n)]^2 \rightarrow \min. \quad (1.7)$$

Для детального аналізу методу оберемо функцію виду

$$f(x) = a_n x^n + a_{n-1} x^{n-1} + \dots + a_1 x^1 + a_0 x^0. \quad (1.8)$$

Для задач інтерполяції степінь многочлена беруть вище, адже так експериментальні дані описуються більш точно [41]. Однак, якщо цей метод використовується, щоб знаходити наступні значення функції, тобто проводити екстраполяцію значень, то степінь полінома повинна бути невелика. Що вища степінь полінома, то швидше він змінюється за межами експериментальної ділянки, і передбачення подальшої поведінки функції ускладнюється. Відповідно буде падати достовірність прогнозування і суттєво зросте обсяг обчислень.

Для полінома умову мінімуму можна записати в наступному вигляді

$$\sum_{i=1}^N [y_n - f(x_n, a_n, a_{n-1}, \dots, a_1, a_0)]^2 \rightarrow \min.$$

В електронній системі часто діє експонентний закон зміни параметрів у часі, тому функцію наближення можна шукати і в вигляді

$$f(t) = \alpha e^{\beta t}. \quad (1.9)$$

Попередньо логарифмуючи вираз, будемо мати

$$\ln f(t) = \ln \alpha + \beta t, \quad (1.10)$$

$$\begin{cases} \ln \alpha \sum_{n=1}^N t_n + \beta \sum_{n=1}^N t_n^2 = \sum_{n=1}^N t_n \ln f(t_n), \\ N \ln \alpha + \beta \sum_{n=1}^N t_n = \sum_{n=1}^N \ln f(t_n). \end{cases} \quad (1.11)$$

Знаходження коефіцієнтів α та β з системи (1.11) дозволяє визначити апроксимуючу функцію (1.9)

1.4.3. Адаптивний метод лінійної фільтрації

Прогнозування засноване на аналізі попередніх даних і використовує мінімум апіорної інформації про моделі системи, яка генерує часової ряд значень параметрів, що характеризують технічний стан. Операція лінійної фільтрації полягає в обчисленні зваженої суми попередніх спостережень:

$$S = \sum_{i=t-l+1}^t \omega_i A_i,$$

де S зважена сума; i - вага, приписувана спостереженню; A_i значення параметра, що характеризує технічний стан системи в момент i , l - число спостережень, що використовується при оцінці.

Вже згадана модель являє собою авторегресійну схему з дрейфуючій коефіцієнтами. Окремим випадком розглянутої системи є метод ковзних середніх, який полягає в тому, що всі аналізовані дані використовуються з сталою вагою. Результат визначення останніх членів часового ряду використовується як прогноз. При використанні експоненціального згладжування

$$\omega_1 = \alpha; \omega_2 = \alpha(1-\alpha); \omega_3 = \alpha(1-\alpha)^2; \dots$$

де α – стала згладжування ($0 < \alpha < 1$).

У цьому методі найбільшу вагу має поточне значення, а для попередніх спостережень має місце спадання ваги. Прогноз очікуваного значення часового ряду здійснюється в результаті обчислення. Різні способи завдання коефіцієнтів і визначають можливі варіації в побудові фільтрів. При адаптивних методах фільтрації коригування коефіцієнтів і проводиться в процесі спостереження часового ряду. У цьому методі характеристики ряду спостережень не вимірюються, але враховуються в ході адаптації коефіцієнтів і фільтра. Коригування ваг проводиться на підставі аналізу шибки прогнозу, яку можна представити у вигляді:

$$I_{t+1} = A_{t+1} - \sum \omega_i A_i,$$

де A_{t+1} фактичне значення ряду спостережень в момент часу $t+1$. Квадрат помилки прогнозу є квадратичною функцією від ваг i . Адаптація здійснюється таким чином, щоб мінімізувати I_{t+1} .

Перевагою адаптивних методів лінійної фільтрації є простота, використання мінімуму апіорної інформації про об'єкт. Недоліком є те, що адаптується модель, слідуючи за спостережуваним процесом, не дозволяє прогнозувати (упереджувати) зміна технічного стану для значних інтервалів часу і може використовуватися при короткострокових прогнозах (на один крок).

Методи короткострокового прогнозування ефективні для згладжування, фільтрації характеристик, за якими оцінюється технічний стан системи.

1.4.4. Прогнозування процесів з детермінованими основами

Відсутність апіорної інформації про характер зміни прогнозованого параметра істотно знижує ефективність прогнозу. Разом з тим, інформація про систему, отримана в результаті випробувань, експлуатації, а також інформація про аналоги цих пристроїв, дає можливість припускати можливий характер зміни аналізованих параметрів. Наприклад, розглядаючи прогнозований параметр $z(t)$ як нестационарну випадкову функцію

$$z(t) = E[z(t)] + \sum_v V_v f_v(t),$$

де математичне сподівання випадкової функції $z(t)$; V некорельовані випадкові величини, математичне сподівання яких дорівнює нулю; $f(t)$ детерміновані функції.

Передбачається, що вид координатних функцій на ділянці прогнозування не зміниться в порівнянні з їх видом на ділянці спостереження. На ділянці спостереження за випадковим процесом визначається вид координатних функцій і коефіцієнти. Цей метод, маючи детерміновану основу у вигляді координатних функцій, не вимагає апріорного знання їх виду, всі необхідні дані виходять в результаті спостереження за процесом $z(t)$.

Розглянутий метод може використовуватися для прогнозування зміни спектральних характеристик вібрації і флуктуацій діагностичних параметрів, наприклад, амплітудних значень $z(t) = A(t)$, а також параметрів, що характеризують змінюються дефекти системи $z(t)$. Недоліком цього методу є необхідність аналізувати великий обсяг статистичної інформації. [28]

РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОЦЕСІВ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧА

DC-DC перетворювачі - це електронні пристрої, які змінюють електричну потужність постійного струму з одного рівня на інший. Квazірезонансними називаються перетворювачі, в яких резонансна частота коливального контуру не відповідає частоті перетворень. Після того, як через коливальний контур квazірезонансного перетворювача пропустять струм чи прикладуть до нього напругу, в ньому виникне резонанс на власній частоті. Її зазвичай обирають більш високою, ніж частота перетворювача, оскільки при цьому силові компоненти функціонують на підвищених частотах, і їх можна вибирати з невеликими габаритами і номіналами. В залежності від способу з'єднання однієї котушки індуктивності і одного конденсатора розрізняють послідовні і паралельні коливальні контури. Під час резонансу послідовного коливального контуру затрати на енергії мінімальні, а амплітуда струму через компоненти буде максимальна. Амплітуда струму залежить від добротності реактивних компонентів: чим вища добротність тим вище значення струму. При резонансі в паралельному коливальному контурі струми через конденсатор і котушку індуктивності максимальні, а споживана контуром енергія мінімальна. Імпульсні джерела живлення з квazірезонансними перетворювачами доцільно використовувати для живлення чутливої до пульсацій і наводок апаратури. Квazірезонансні перетворювачі зазвичай працюють в частотному діапазоні 300 кГц – 2МГц. Вони особливо добре функціонують в системах освітлення, а найбільшої ефективності можна досягти при фіксованому сталому навантаженні. [29]

Використання квazірезонансних імпульсних перетворювачів дає змогу пом'якшити процеси комутації в імпульсному перетворювачі. М'яким називають перемикання, коли у моменти комутації струм або напруга дорівнюють нулю. [30] Перетворювач з перемиканням при нульовому струмі надає хвилі струму, що протікає через ключ синусоїдальну форму. Транзистор завжди перемикається, коли струм через ключ рівний нулю, це

знижує втрати потужності під час перемикання. Також зростає надійність системи, оскільки кристал транзистора зазнає менших перевантажень. Застосування КРП в порівнянні зі стандартними ШПП підвищує енергетичні, динамічні та питомі характеристики електротехнічних систем, електромагнітну сумісність перетворювачів з мережею живлення. Перевага над класичним перетворювачем полягає в збільшеному ККД пристрою. Ця властивість дозволяє здійснювати перетворення з вищою частотою (навіть вище 1 МГц), а також значно зменшити розміри реактивних елементів та зменшити пульсації вихідного струму чи напруги, [31]. Хоча, коли невеликі розміри супроводжуються зростанням робочої частоти, доводиться жертвувати збільшенням ККД, оскільки виникають певні втрати пов'язані з високою частотою. До недоліків КРП варто віднести частотний принцип регулювання вихідної напруги, залежність інтервалу провідності від навантаження. [32]

2.1 Однопівперіодні та двопівперіодні імпульсні перетворювачі

Розрізняються однопівперіодні та двопівперіодні квазірезонансні перетворювачі. Однопівперіодний перетворювач пропускає струми лише в одному напрямку і його регульовальна характеристика сильно залежить від зміни навантаження, натомість двопівперіодний перетворювач містить зустрічно-паралельний діод, а отже пропускає струми як в прямому так в зворотному напрямку, що приводить до передачі енергії назад в джерело. Обмін енергією між резонансними індуктивністю та ємністю відбувається протягом будь якого робочого півперіоду. Залежність регульовальної характеристики від навантаження практично відсутня.

Перевагою такого перетворювача є більш проста схема (відсутній діод в силовому ланцюгу) і більший ККД (відсутні втрати на цьому діоді), однак разом з цим має недолік – велика амплітуда і змінна складова струму

контура, що обумовлює жорсткіші вимоги до вибору силового ключа і мережі живлення, котра повинна мати мінімальний опір для змінного струму, або ж необхідно в перетворювачі на вході передбачати фільтруючі високочастотні сильнотрумові конденсатори для замикання змінної складової споживаного перетворювачем струму.

На дуже високих частотах використання двопівперіодного квазірезонансного перетворювача є рекомендованим, оскільки в них підвищення робочої частоти досягається за рахунок зменшення тривалості комутації. [33]

Фільтруюча індуктивність в цій схемі здійснює функцію накопичувача енергії, яку в подальшому передасть на навантаження, аналогічно фільтруючій ємності. Проте надто високі значення цих елементів призводять до зростання тривалості перехідного процесу. Досліджено, що при таких малих значеннях фільтруючої ємності як 0,22 мкФ та фільтруючої індуктивності 20 мкГн спостерігаються помітні коливання впродовж перших 50 мкс. При підвищенні значення індуктивності до 150 мкГн і фільтруючої ємності до 0,5 мкФ, через 100 мкс схема вийде з сталого режиму і стане більш інерційною.

Ємність фільтра стабілізує роботу схеми, впливає на резонансний контур та знижує паразитні втрати на силовому ключі. Підвищення цієї ємності зменшує високочастотні паразитні коливання, проте збільшує час встановлення напруги навантаження, тобто підвищується амплітуда низькочастотних коливань на навантаженні. Завдяки корегуванню резонансних ємностей та індуктивностей можна досягти потрібної резонансної частоти, що у також визначить довжину імпульсу керування. Дослідження встановили, що при збільшенні значення резонансної індуктивності, зменшується амплітуда струму через транзистор. Обмеження струму через транзистор, може понизити втрати потужності на силовому

ключі. Однак нескінченно підвищувати значення цієї індуктивності не можна, адже резонансний процес вже при $L=2,2$ мкГн не досягає нуля. [32]

Застосування КРП-ПНТ дає помітний ефект як в системах малопотужного точного електроприводу (апаратура точного магнітного запису, оптотехнічні системи, тощо), так і в системах електроприводу великої потужності.

Такі пристрої знайшли широке застосування в імпульсних стабілізаторах напруги, електроприводах та коректорах коефіцієнта потужності. В вентильному двигуні, особливістю якого є можливість роботи в режимі синхронної машини, або ж в режимі двигуна постійного струму, квазірезонансний перетворювач може виконувати функцію силового регулятора і керувати швидкістю двигуна за допомогою зміни керуючої напруги.[33] Застосування КРП-ПНТ в коректорах коефіцієнта потужності є найбільш ефективним рішенням для збереження режиму неперервного струму, та забезпечення незалежності втрат потужності від частоти комутації.[34]

Для дослідження в даній роботі був обраний двопівперіодний перетворювач.

2.2 Режим роботи квазірезонансного імпульсного перетворювача

Схема двопівперіодного квазірезонансного імпульсного перетворювач (КРП) та діаграми його роботи наведено на рис.2.1 та 2.2. відповідно.

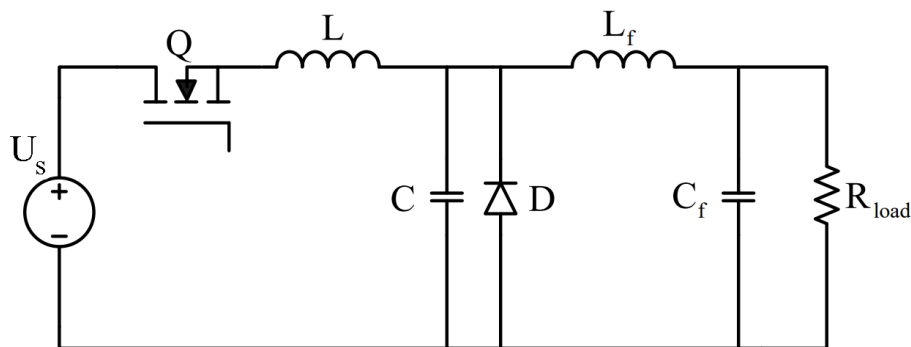


Рис. 2.1. Квазірезонансний імпульсний перетворювач

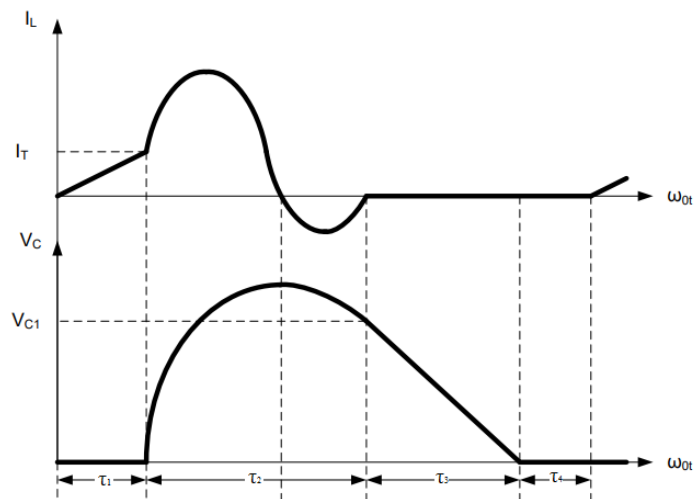


Рис. 2.2 Діаграми роботи

Квазірезонансний імпульсний перетворювач, що перемикається при нульовому струмі (КРІП-ПНС) працює в чотирьох режимах для одного циклу перемикання.

Режим 1. Інтервал зарядки дроселя $t_0 - t_1$

Еквівалентна схема цього режиму наведена на рис. 2.3.

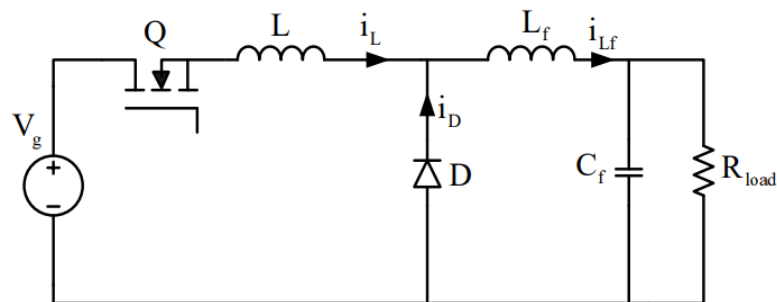


Рис. 2.3. Еквівалентна схема на інтервалі зарядки дроселя

Інтервал починається в той момент (t_0), коли ключ замикається і напруга на ньому починає поступово зростати. Оскільки обмежуючий діод знаходиться в стані провідності, резонансний конденсатор ефективно закорочений на землю. Ключ "сприймає" лише індуктивність резонансного індуктора. При перемиканні напруги струм через ключ рівний нулю, оскільки

струм, що протікає через резонансний індуктор, не може змінитися миттєво. Струм, що протікає через ключ, починає лінійно зростати від нуля за співвідношенням:

$$i_L(t) = \frac{U_s}{L} t, \quad (2.1)$$

де U_s – значення напруги вхідного джерела.

Це триває допоки сила струму, що протікає через ключ і резонансний індуктор, не перевищить сили струму на навантаженні (момент t_1), тривалість цього інтервалу можна знайти за виразом:

$$\tau_1 = \frac{LI_0}{U_s}, \quad (2.2)$$

де I_0 – струм на навантаженні.

Після того, при досягненні струму навантаження, отриманого в результаті витиснення струму навантаження діод, що обмежує, запирається.

Режим 2. Інтервал резонансу t_1 - t_2

Еквівалентна схема цього режиму наведена на рис. 2.4.

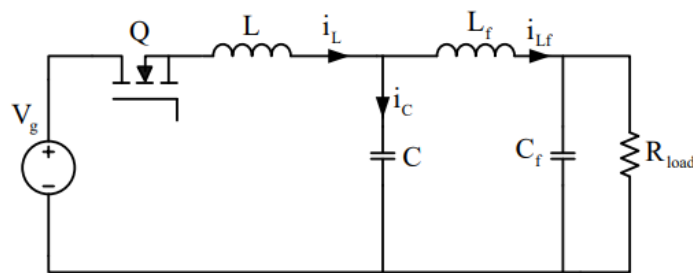


Рис. 2.4. Еквівалентна схема на інтервалі резонансу

Режим 2 починається в момент, коли відбувається розблокування резонансного конденсатора. Хвиля струму тепер має синусоїдальну форму і, пройшовши верхню точку, знижується доти, поки сила струму не досягне нуля. Після чого струм починає протікати в зворотному напрямку через резонансний індуктор і зустрічно-паралельний діод ключа. Ключ може розімкнутися в будь-який момент цього періоду без будь-яких втрат

перемикання, оскільки будь-який струм в цей час протікає через зустрічно-паралельний діод. Будь-який надлишок енергії індуктора повертається в конденсатор вхідного фільтру. На протязі періоду 2 напруга на резонансному конденсаторі має синусоїдальну форму хвилі з відставанням від хвилі струму на 90° . Таким чином, коли струм через індуктор переходить через нульове значення, напруга на резонансному конденсаторі досягає свого максимуму і почне спадати. Коли струм через індуктивність досягне нуля, цей інтервал закінчиться, а ключ розімкнеться.

На цьому інтервалі схема буде описуватися рівняннями:

$$i_L(t) = \frac{U_s}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \cdot \sin \omega t + I_0, \quad (2.3)$$

$$U_c(t) = U_s(1 - \cos \omega t). \quad (2.4)$$

Тривалість періоду визначається співвідношеннями.

$$\alpha = \arcsin\left(-\frac{I_0}{U_s} \sqrt{\frac{L}{C}}\right), \quad (2.5)$$

$$\tau_2 = \frac{\alpha}{\omega}. \quad (2.6)$$

Режим 3. Інтервал розрядки конденсатора $t_2 - t_3$

Еквівалентна схема цього режиму наведена на рис. 2.5.

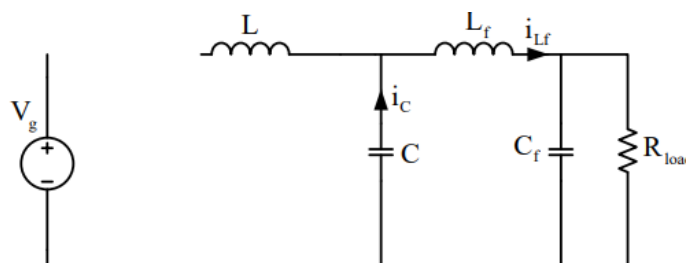


Рис. 2.5. Еквівалентна схема на інтервалі розрядки конденсатора

В режимі 3 індуктор фільтра, що понижує виступає в ролі навантаження по струму і створює лінійний пилкоподібний спад напруги, розряджаючий

залишок енергії резонансного конденсатора в LC-фільтр, що призводить до передачі енергії назад в джерело. Інтервал закінчується коли пилкоподібний сигнал напруги досягає нульового значення.

Тривалість інтервалу τ_3 можна знайти по формулі:

$$\tau_3 = C_p \frac{U_{C_0}(t_2)}{I_0} = C_p \frac{U_{ex}}{I_0} (1 - \cos \alpha). \quad (2.7)$$

Режим 4 Інтервал провідності зворотного діода $t_3 - t_4$

Еквівалентна схема цього режиму наведена на рис. 2.6.

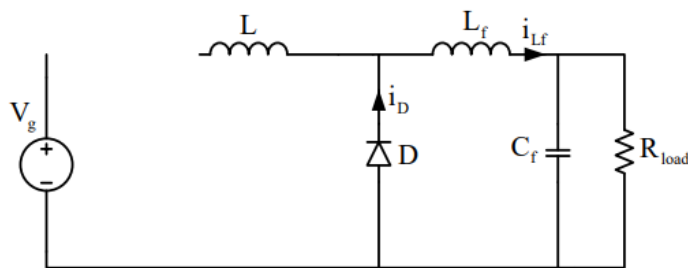


Рис. 2.6. Еквівалентна схема на інтервалі провідності зворотного діода

Коли напруга на конденсаторі досягає нуля, вмикається діод, через який протікає струм навантаження. В цьому стані елементи коливального контуру розряджені, коливальний контур знову переходить в статичний стан і очікує наступного періоду провідності ключа. Тривалість інтервалу τ_4 рівна:

$$\tau_4 = T - \tau_1 - \tau_2 - \tau_3, \quad (2.8)$$

де T – період роботи перемикача.

Ключ перемикається при нульовому струмі по обом фронтам перемикання. Комутуючий діод перемикається при нульовому струмі в результаті заміщення струму ключем при його замиканні і лінійному пониженні пилкоподібного сигналу напруги при розмиканні.

Таким чином можна зробити висновок, що ключ перемикається при нульовому струмі по обом фронтам перемикання. Комутуючий діод перемикається при нульовому струмі в результаті заміщення струму ключем

при його замиканні. Втрати перемикавання відсутні на обох потужних напівпровідниках, включаючи зворотно ввімкнений діод.[31]

2.3 Розрахунок параметрів перетворювача

Параметри схеми визначаються наступним чином [31]:

Характеристичний імпеданс Z_n в Ом

$$Z_n = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.9)$$

Резонансна кутова частота ω_0 в рад/с

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}. \quad (2.10)$$

Резонансна частота f_r в герцах

$$f_r = \frac{\omega_0}{2\pi}. \quad (2.11)$$

Вихідні параметри КРПП-ПНС наведено в табл 2.1.

Таблиця 2.1

Параметри КРПП-ПНС

U_s	Вхідна напруга	48 В
U_0	Вихідна напруга	12 В
f_s	Частота перемикавання	200 кГц

Період, в якому ключ знаходиться в "замкнутому" стані, повинен бути узгоджений з періодом резонансу коливального контуру. Потужність, що передана навантаженню, залежить від варіювання кількості замикань в секунду перемикача потужності. Таким чином, квазірезонансний перетворювач з ПНС вимагає застосування методу управління з фіксованим часом замикання і змінним часом розмикання ключа. Співвідношення, що використовується для управління, представлено наступним виразом:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{f_s}{f_r}. \quad (2.12)$$

При виборі нижньої і верхньої межі вихідної потужності перетворювача слід враховувати особливості перетворювача. При малих навантаженнях може різко впасти частота. Якщо частота потрапляє в декаду полюса вихідного LC-фільтра, то в навантаження буде передано занадто багато пульсацій. При великих навантаженнях частота може стати занадто високою, і цикли провідності ключа будуть ущільнюватися, приводячи таким чином до ситуації, коли перемикання відбуваються при ненульовій силі струму. [31]

Для згладжування пульсацій в схемі застосований фільтр. Ємність конденсатора бажано знаходити з умови рівності хвильового опору фільтра опору навантаження.[35]

$$C = \frac{L}{R^2}. \quad (2.13)$$

2.4 Функції чутливості

Параметри системи в процесі роботи не є сталими. Це можна пояснити зміною зовнішніх умов, неточністю виготовлення окремих вузлів системи, старінням елементів, тощо. Залежність характеристик системи від зміни яких-небудь її параметрів оцінюють чутливістю. Під чутливістю мається на увазі зміна властивість системи змінювати режим роботи внаслідок відхилення її параметрів від номінальних. Для числової оцінки чутливості використовуються функції чутливості, що визначені як часткові похідні показників якості процесів по варіаціям параметрів.

Часткові похідні для струму (2.1) в першому інтервалу роботи перетворювача:

$$\frac{dI_L}{dL} = -\frac{U_s \cdot t}{L^2}, \quad (2.14)$$

$$\frac{dI_L}{dC} = 0. \quad (2.15)$$

Часткові похідні для струму (2.3) в другому інтервалу роботи перетворювача:

$$\frac{dI_L}{dL} = - \frac{U_s \cdot C \left(\sqrt{L \cdot C} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{L \cdot C}}\right) + t \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L \cdot C}}\right) \right)}{2 \sqrt{\left(\frac{L}{C}\right)} \sqrt{(L \cdot C)^3}}, \quad (2.16)$$

$$\frac{dI_L}{dC} = \frac{U_s \cdot C \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \left(\sqrt{L \cdot C} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{L \cdot C}}\right) - t \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L \cdot C}}\right) \right)}{2 \sqrt{(L \cdot C)^3}}. \quad (2.17)$$

Функція чутливості дорівнює нулю на інтервалі t_1 - t_2 в точці яка відповідає максимальному значенню i_L тобто обираємо в якості діагностичного параметра амплітуду струму через L на інтервалі квазірезонансу $t_1 - t_2$.

РОЗДІЛ 3. МОДЕЛЮВАННЯ КВАЗІРЕЗОНАНСНОГО ІМПУЛЬСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ПЕРЕМИКАННЯМ ПРИ НУЛЬОВОМУ СТРУМІ

3.1 Особливості комп'ютерного моделювання

Проектування схем з допомогою комп'ютерного моделювання наразі є одним зі методів підвищення якості і продуктивності інженерної праці та отримує все більше поширення в електроніці і обчислювальній техніці. Завдяки комп'ютерному моделюванню стає можливою перевірка працездатності схеми, без проведення складних розрахунків. Головними параметрами обрання програмного забезпечення є наявність потрібних бібліотек компонентів та співвідношення моделей справжньому об'єкту.

Значну увагу варто приділяти моделям нелінійних елементів. У випадку квазірезонансного імпульсного перетворювача з перемиканням при нульовому струмі (КРІП-ПНС) та імпульсному перетворювачі (ІП) таким елементом є транзистор. На практиці доведено, що результати моделювання електронного ключа на високих частотах у різних програмах можуть мати значні розбіжності з експериментальними даними. До прикладу в OrCAD PSpice та LTspice IV при комутації відбуваються викиди струму високої амплітуди, що не відповідає дійсності. А в PSIM вплив паразитних параметрів транзистора не враховується. Найбільш оптимальну модель вдалося одержати лише у MATLAB Simulink. Ця програма отримала найбільшу популярність при дослідженні силових систем в електроніці. В цій програмі реалізована бібліотека для роботи з пристроями електроніки – SimPowerSystems. До неї належать моделі активних і пасивних електротехнічних елементів, трансформаторів, джерел енергії і іншого устаткування. Поєднуючи їх з іншими елементами, користувач Simulink може розраховувати режим роботи, імпеданс, ділянки кола, отримувати

частотні характеристики, аналізувати стійкість спектрів струмів та напруг, тощо.

Найбільшою перевагою SimPowerSystems є, здатність моделювати складні схеми, комбінуючи імітаційні та структурні методи моделювання [30]. Так, разом з схемою приладу зібраного звичайними блоками Simulink досить легко створити систему керування, що показує лише алгоритм роботи. Це збільшує точність та пришвидшує аналіз схем силової електроніки. Використання цього математичного пакету значно спрощує обробку результатів моделювання. З цього можна зробити висновок, що MATLAB є одним з найкращих пакетів моделювання електротехнічних пристроїв та систем. Якщо реалізувати точну модель квазірезонансного перетворювача з комутацією при нульовому струмі, то можна отримати базу для наступної роботи над вивченням впливу несправностей і зміни параметрів компонентів та пошуком шляхів зменшення негативного впливу на сумісність з мережею та коефіцієнт корисної дії. Для діагностичних даних у параметрах моделювання (Solver options) потрібно вибрати один з методів:

- ode23t – метод трапецій з інтерполяцією, що є найбільш наближеним до того, який використовується у SPICE-моделюванні;

- ode15s – багатокроковий метод змінного порядку (від 1 до 5), що використовує формули числового диференціювання.

Для дослідження обрано ode23t, тому що цей метод дає точні результати при вирішенні задач, що описують коливальні процеси.

Досліджувана схема перетворювача зображена на рис. 3.1.

Моделювання відбувалося за таких параметрів схеми: $L=0,85$ мГн; $C=47$ нФ; $L_f = 5$ мГн; $C_f = 10$ мкФ; $R_n = 10$ Ом; $U_{вх} = 48$ В.

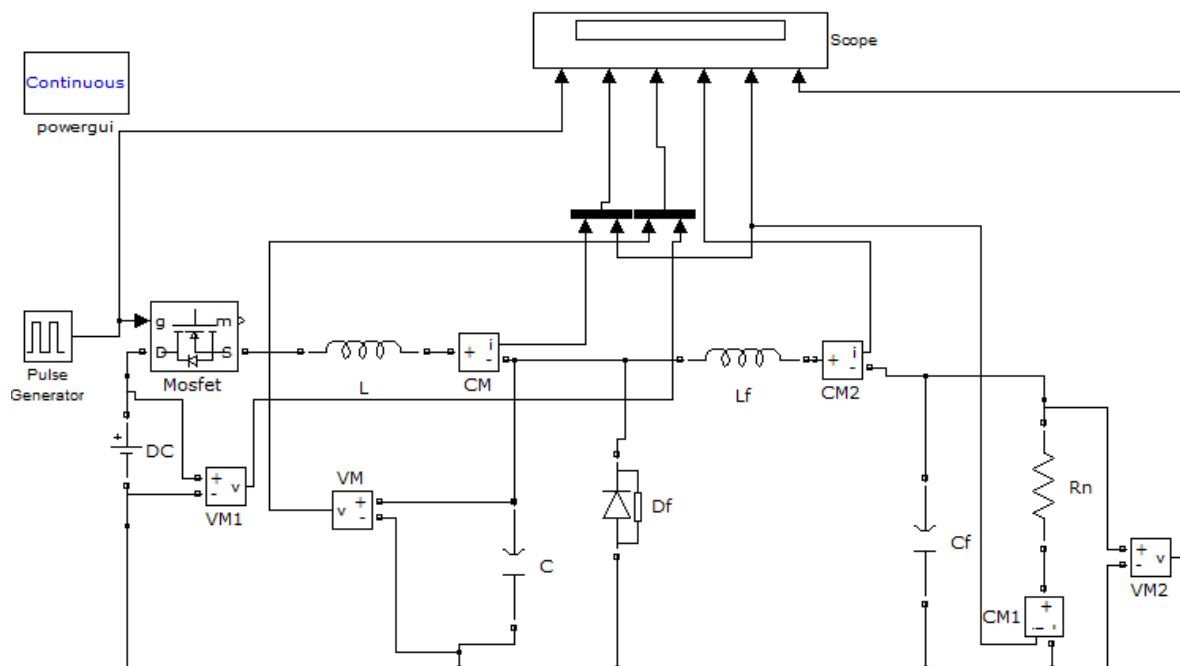


Рис. 3.1. Схема КРПІ-ПНС

Блоки CM, CM2 та VM – використовуються для спостереження за формою струму на резонансній індуктивності L, фільтруючій індуктивності Lf та напруги на конденсаторі C.

Блоки CM1 та VM2 – для спостереження за формою струму та напруги на навантаженні. Ці значення необхідні для визначення режиму роботи перетворювача.

В результаті моделювання було отримано часові залежності роботи перетворювача (рис. 3.2). На діаграмах можна виділити сім характерних точок та п'ять наступних інтервалів роботи перетворювача:

- інтервал ввімкнення t_1 - t_2 ;
- інтервал наростання струму t_2 - t_3 ;
- інтервал резонансу t_3 - t_5 ;
- інтервал розряду резонансної ємності (виключення) t_5 - t_6 ;
- інтервал провідності діода t_6 - t_7 .

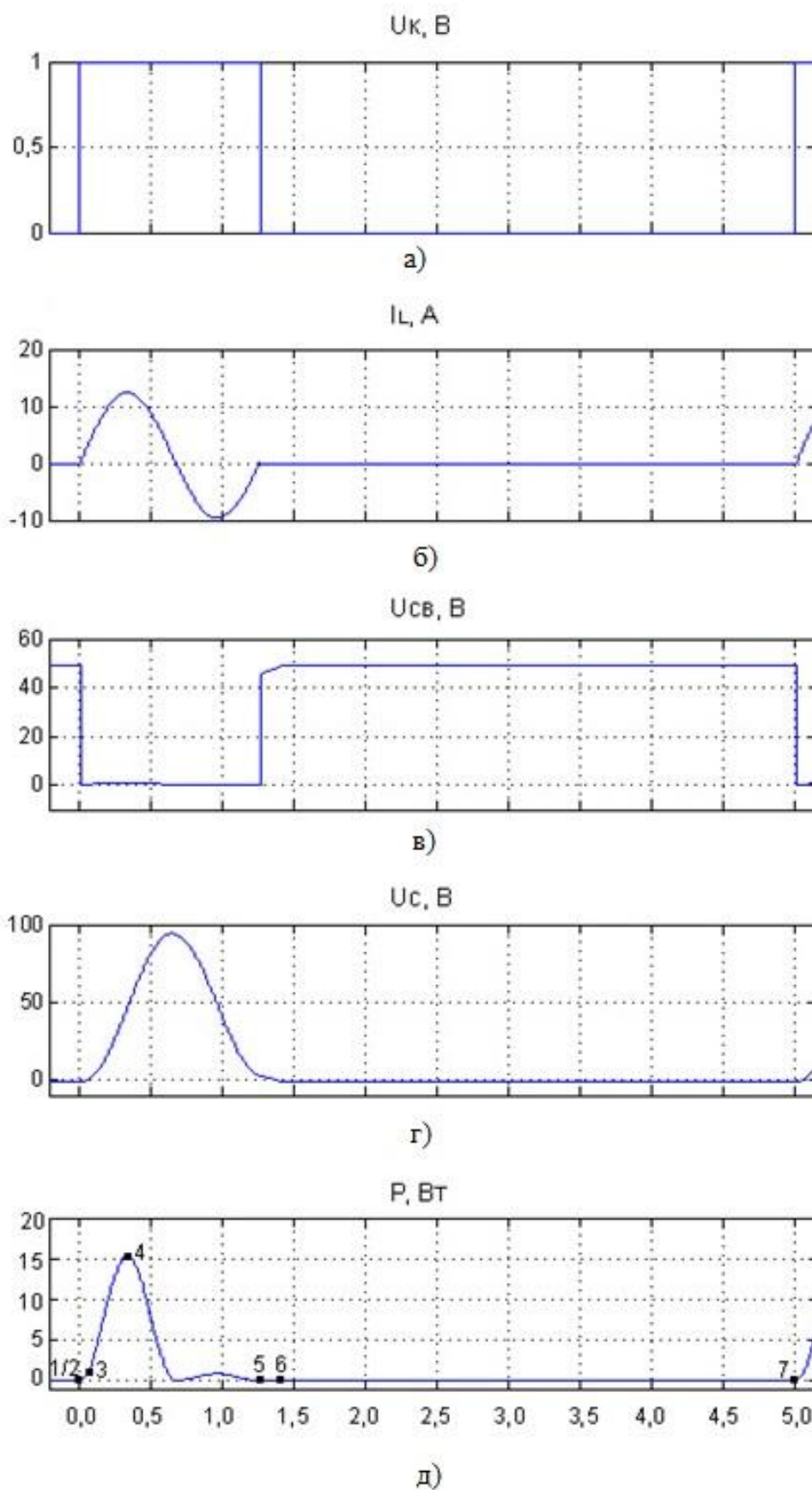


Рис. 3.2. Часові діаграми роботи КРІП-ПНС

На рис. 3.3 відображені графіки, що побудовані за отриманими в розділі 2 аналітичними даними. Порівнюючи їх з одержаними методом моделювання в Simulink, можна помітити розбіжності, оскільки при аналітичному розрахунку (по формулам 2.1 – 2.8) не враховувалися параметри активних елементів схеми.

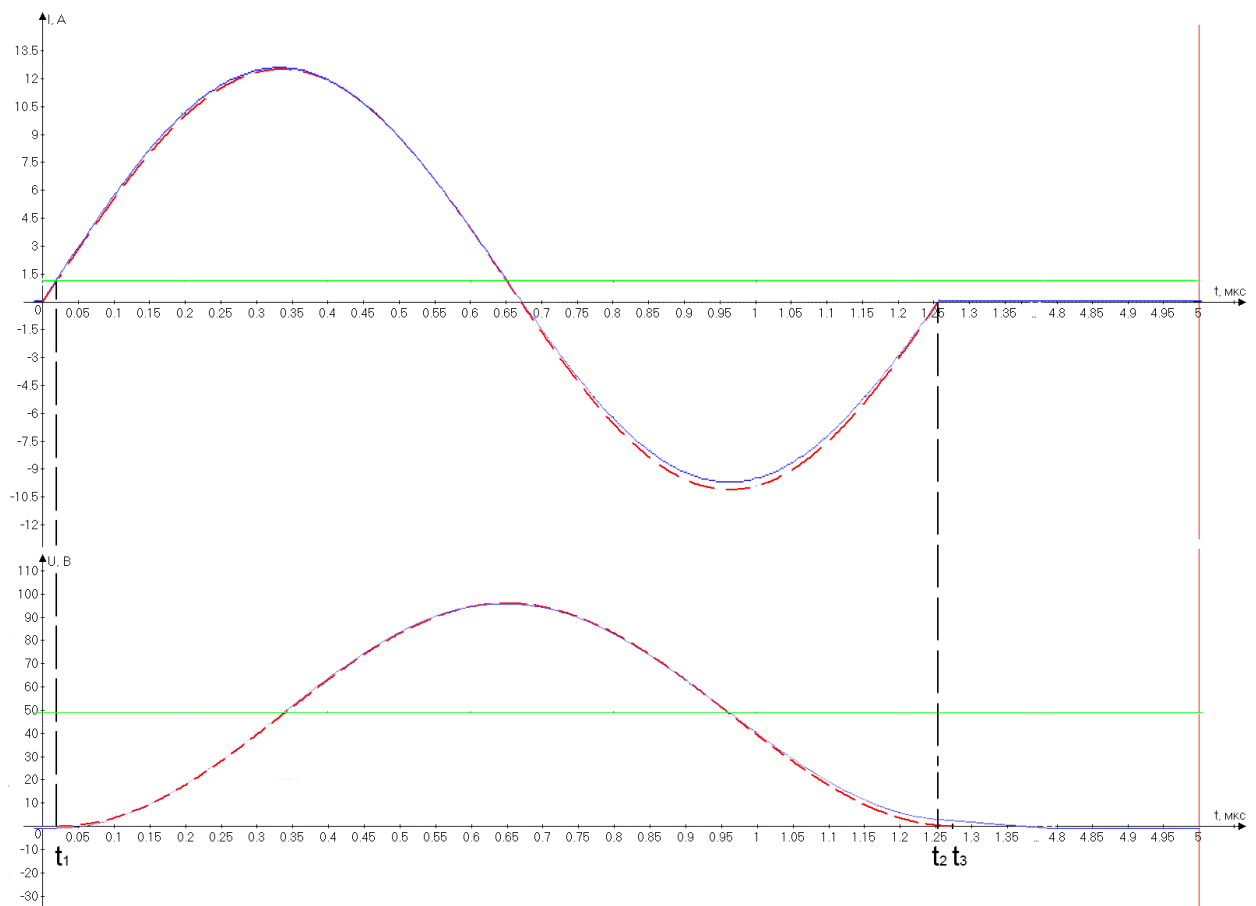


Рис.3.3 Промодельоване (суцільна лінія) та розраховане (переривчаста лінія) значення струму на індуктивності та напруги на конденсаторі

Протягом першого періоду t_0 - t_1 струм збільшується від нуля до величини струму навантаження. Починаючи з моменту t_1 напруга на конденсаторі починає зростати, в проміжок часу t_1 - t_2 струм на котушці досягає резонансу, і спадає переходячи через нуль, що призводить до передачі потужності назад в джерело. На проміжку t_2 - t_3 резонансний конденсатор розряджається, а напруга лінійно зменшується і стає рівною нулю в момент t_3 .

3.2 Результати моделювання

Як показують дослідження, про появу несправностей, або зміну параметрів елементів напівпровідникового перетворювача свідчить зміна форм часових діаграм його струмів та напруги. Тому часові залежності струмів на індуктивності, напруги на ємності та тривалість імпульсу струму через індуктивність τ_{imp} перетворювачів доцільно використовувати як діагностичну інформацію. Стан напівпровідникового перетворювача визначається станом його активних та пасивних елементів. До останніх належать конденсатори, котушки індуктивності та резистори [37]. В табл. 3.1–3.2 наведено обчислені за рівняннями 2.1 – 2.9 амплітудні значення струму через індуктивність I_L та тривалості імпульсів при відхиленні від номінальних значень індуктивності L та ємності C .

Таблиця 3.1

Результати розрахунків у разі зміни індуктивності L_r

Відхилення L_r (в % від ном.)	-75	-50	-10	0	+10	+50	+70
I_L , А	21,27	16,81	13,04	12,49	12,03	10,69	10,23
τ_{imp} , мкс	0,69	0,89	1,19	1,26	1,32	1,54	1,64

Таблиця 3.2

Результати розрахунків у разі зміни ємності C_r

Відхилення C_r (в % від ном.)	-75	-50	-10	0	+10	+50	+70
I_L , А	6,84	8,83	11,85	12,49	13,10	15,30	16,29
τ_{imp} , мкс	0,69	0,89	1,19	1,26	1,32	1,54	1,64

Для активних елементів, таких як польові, біполярні транзистори та діоди, основними видами несправності є обрив, коротке замикання, втрата керованості [3]. Для резисторів основними видами несправності є обрив та відхилення опору від номіналу, для конденсаторів – пробій, обрив, зміна ємності, збільшення внутрішнього опору. Зміна номінальної ємності

відбувається через старіння діелектрика, попадання на нього вологи, перегріву, деформації, підвищення струму витoku через погіршення ізоляції. Дроселі можуть мати такі несправності, як обрив проводу в місцях припайки до контактних пелюсток, внутрішній обрив намотувального дроту, коротке замикання витків, зміна номінального значення індуктивності. Задача виявлення аварійних станів перетворювача досить успішно вирішується різними способами [4], однак виявлення передаварійного стану внаслідок виходу параметрів його елементів за допустиму межу є складнішою задачею, яка передбачає глибокий аналіз схеми досліджуваного перетворювача в різних режимах роботи та за різних значень параметрів.

3.3 Аналіз результатів

Максимальне і середнє відхилення для розрахованих і промодельованих склало $\delta_{\max} = 2\%$ і $\delta_{\text{ср}} = 0,35\%$.

На рис. 3.4 наведені криві зміни амплітуди струму i_L та часу $\tau_{\text{імп}}$ у разі зміни параметрів перетворювача L , C . Згідно з табл. 3.1 – 3.2. та відмічено межі безаварійної роботи ($\pm 10\%$ від номінального значення). Ці два параметри характеризують тип несправності.

Припустимо, що одночасно змінюється лише один з двох параметрів. В такому випадку за результатами моделювання і вимірними значеннями струму i_L та часу $\tau_{\text{імп}}$ можна знайти поточне значення цього параметру та визначити, чи наближається він до заданої допустимої межі.

Якщо допустима межа відхилення становить 10% від номінального значення, тобто критичне значення ємності є рівним 42 нФ , то обчислене значення 23 нФ свідчить про несправність конденсатора. Варто зазначити, що для визначення несправності недостатнім є вимірювання лише одного значення i_L або $\tau_{\text{імп}}$, лише наявність обох параметрів дає змогу чітко визначити несправність. Наприклад, якщо при зміні лише ємності, результати

вимірювання є такими: $i_L=8.83$ А, $\tau_{\text{імп}}=0,89$ мкс, за графіком можна визначити що значення $C_r=23$ нФ, а отже ємність менше номінальної.

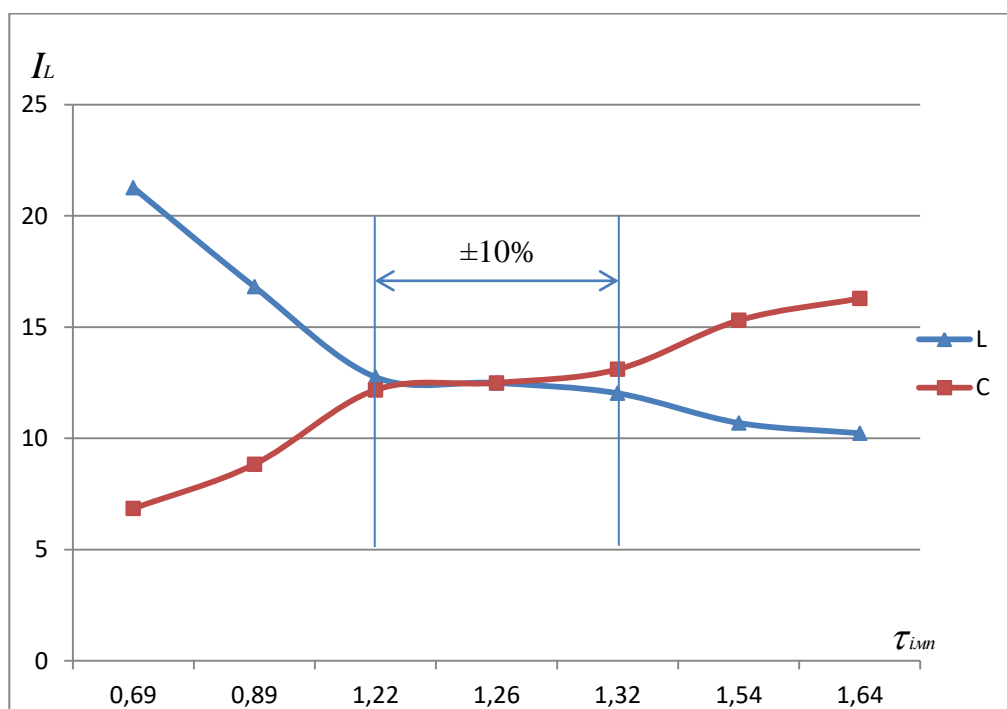


Рис.3.4 Зміна струму i_L та часу $\tau_{\text{імп}}$ у разі зміни параметрів перетворювача.

Більш складним варіантом є одночасна зміна обох параметрів, наприклад L і C у межах $\pm 10\%$ (табл. 3.3).

Таблиця 3.3

Амплітуда струму через індуктивність при одночасній зміні двох параметрів

	0,765 мкГн	0,85 мкГн	0,935 мкГн
42,3 нФ	12,37 А	11,85 А	11,4 А
47 нФ	13,04 А	12,49 А	12,02 А
51,7 нФ	13,67 А	13,1 А	12,61 А

РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ ДІАГНОСТИКИ

4.1. Розробка схеми електричної структурної

Структурна схема пристрою діагностики квазірезонансного перетворювача наведена на рис. 4.1.

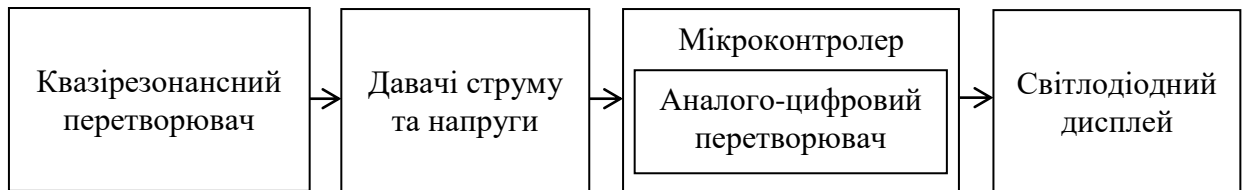


Рис. 4.1. Структурна схема пристрою діагностики

Дана схема складається з таких основних вузлів: квазірезонансний перетворювач, давачі струму та напруги, мікроконтролер з вбудованим аналогово-цифровим перетворювачем, світлодіодний індикатор.

Принцип дії схеми: давачами проводиться вимірювання струму і напруги, на виході яких утворюється аналогова величина, що надходить далі на мікроконтролер. Блок аналого-цифрового перетворювача здійснює функцію перетворення аналогових даних в цифрові. Окрім цього сигнал з давача струму індуктивності надходить на окремий вхід плати мікроконтролера, для визначення тривалості імпульсу.

Програмним чином отримані дані порівнюються з розрахованими і визначається режим роботи квазірезонансного перетворювача.

Невід'ємною частиною пристрою діагностики є світлодіодний дисплей, за допомогою якого здійснюється відображення результату аналізу пристрою.

4.2. Розробка схеми електричної принципової

Перетворювач складається з силової частини і системи керування (рис. 4.2).

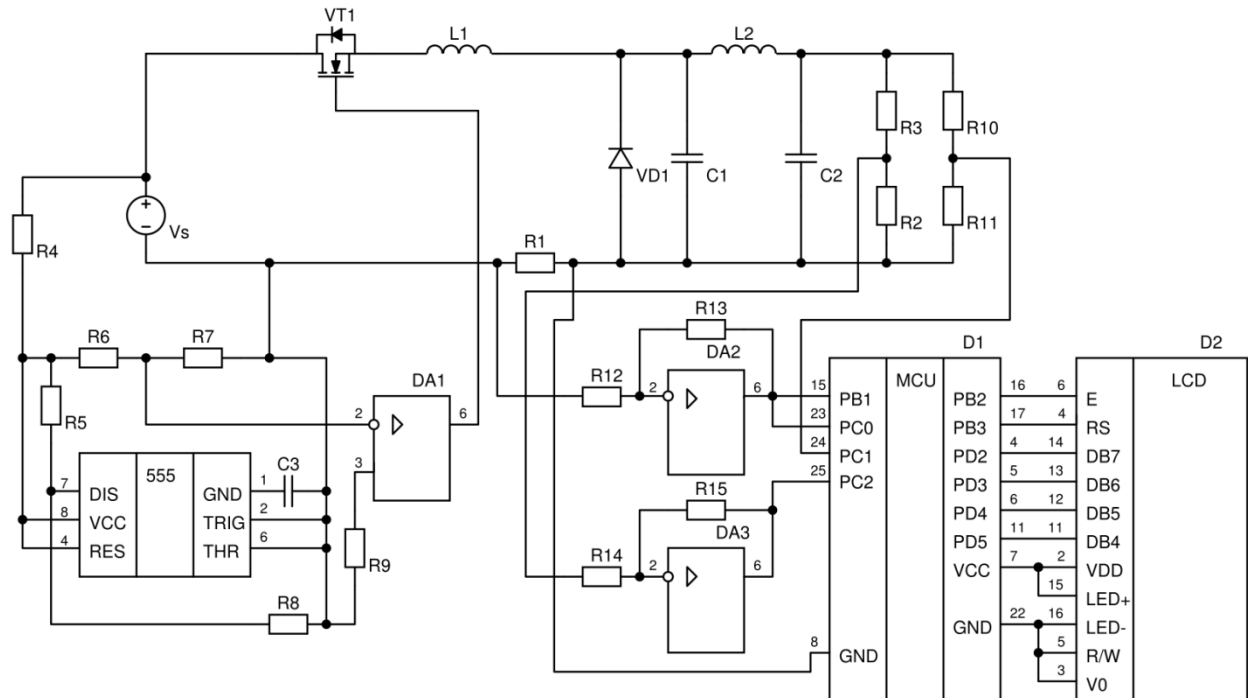


Рис. 4.2 Принципова схема діагностичного пристрою

Резонансна індуктивність $L1$, ємність $C1$, фільтруюча індуктивність та ємність $L2$ і $C2$ відповідно. Резистор $R3$ є навантаженням, його напруга вимірюється через подільник $R10 - R11$. $VD1$ – зворотно-зміщений діод. Транзистор $VT1$ виконує функцію електронного ключа, ним керує генератор прямокутних імпульсів. Генератор побудований, на основі таймера NE555 та компаратора LMV762. Для отримання значень струму в навантаженні і на резонансній індуктивності включені низькоомні резистори $R1 - R2$. $DA2$, $DA3$ – операційні підсилювачі, які підвищують зняту з шунтів напругу. Підсилення визначається резисторами $R12 - R15$.

Пристрій діагностики побудований на базі мікроконтролера AVR ATmega328. Для відображення результатів аналізу пристрою використовується LCD дисплей 1602A-1.

4.3. Розрахунок елементів принципової схеми

Розрахунок параметрів елементів схеми проводиться за формулами наведеними в розділі 2 (2.10 - 2.12). Для навантаження $R_3 = 10 \text{ Ом}$ обрана частота перемикачання 200 кГц при періоді $T = 5 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}$.

Коефіцієнт передавання – 0,25. Отже при вхідній напрузі 48 В , напруга на навантаженні повинна скласти 12 В .

$$\frac{12}{48} = 200000 \cdot 2\pi \sqrt{LC} \Rightarrow \sqrt{LC} = 198 \cdot 10^{-9}.$$

Виходячи з наведеного вище, розрахуємо резонансні елементи (табл. 4.1).

Таблиця 4.1

Розраховані параметри резонансного контуру

L	Резонансна індуктивність	0,85 мкГ
C	Резонансна ємність	47 нФ

Параметри згладжувального фільтру варто визначати з умови (2.13):

$$C = \frac{L}{R^2},$$

$$R^2 = \frac{L}{C} = 100.$$

Виходячи з вище наведеного були обрані значення параметрів індуктивності $4,7 \text{ мГн}$, ємності 47 мкФ

Визначення режиму роботи перетворювача проводиться шляхом порівняння значень з еталонними. Класифікується передаварійний режим (з відхиленням параметрів індуктивності та ємності в межах 10%), а також аварійний і окремі його випадки (пробій діода, коротке замикання, режим холостого ходу). Для виведення результатів застосований LCD дисплей, який підключений до перетворювача.

4.4. Блок схема алгоритму

Узагальнена структурна схема алгоритму наведена на рис 4.3.



Рис. 4.3 Структурна схема алгоритму

На початку програми здійснюється ініціалізація мікроконтролера – задається тактова частота, ініціалізація LCD-дисплея – задається кількість

рядків, і символів, встановлюються піни, проводиться ініціалізація АЦП на режим безперервної роботи. Сигнали з подільників напруги і шунтів подаються на аналогові входи АЦП. Визначається тривалості імпульсу і амплітудне значення струму через індуктивність. Дані діагностики зберігаються в пам'ять для подальшого прогнозування і порівнюються з еталонними значеннями. Результат виводиться на LCD-дисплей.

Більш докладно блоки визначення тривалості імпульсів, визначення амплітуди струмів і напруг та аналізу отриманих результатів, виведення на дисплей наведено на рис. 4.4 – 4.6.

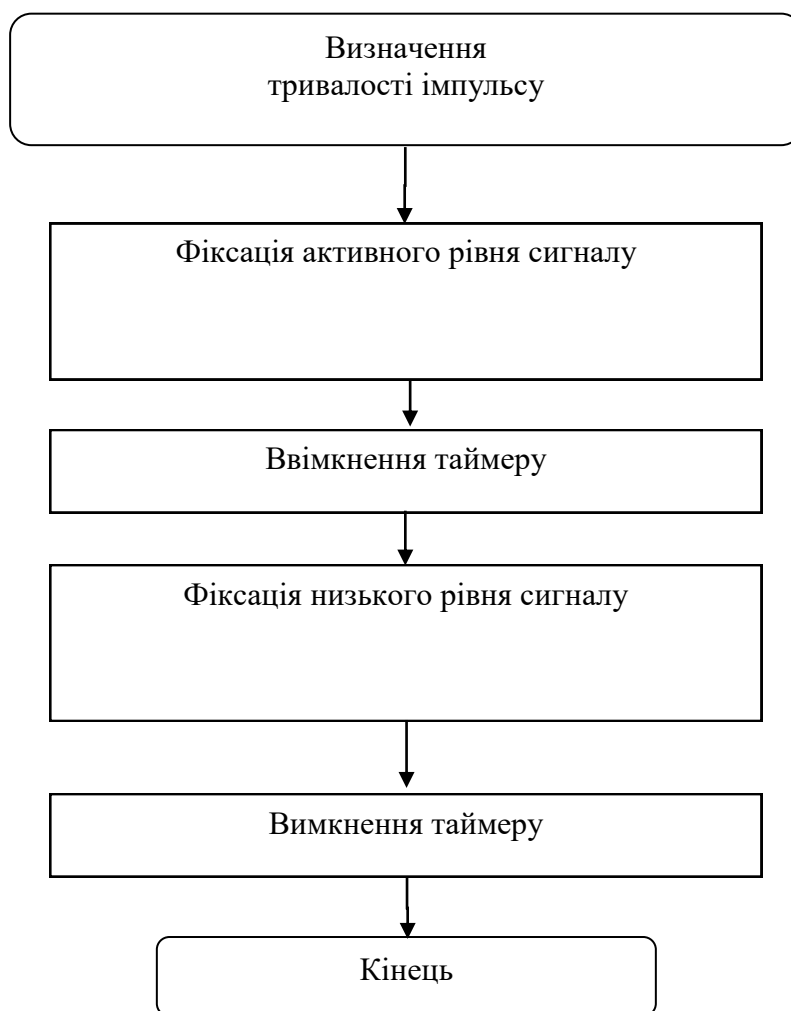


Рис. 4.4 Блок-схема алгоритму визначення імпульсу

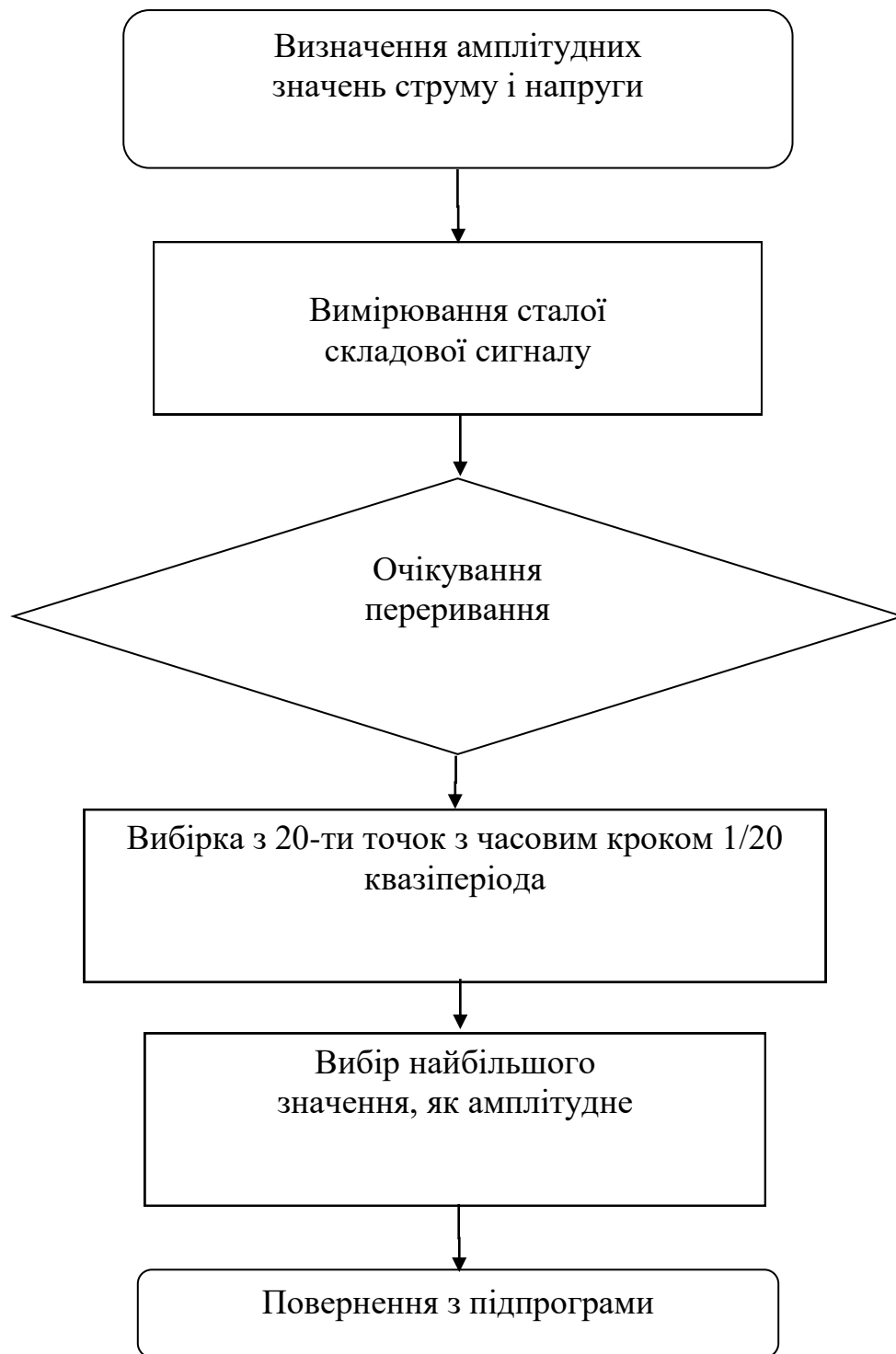
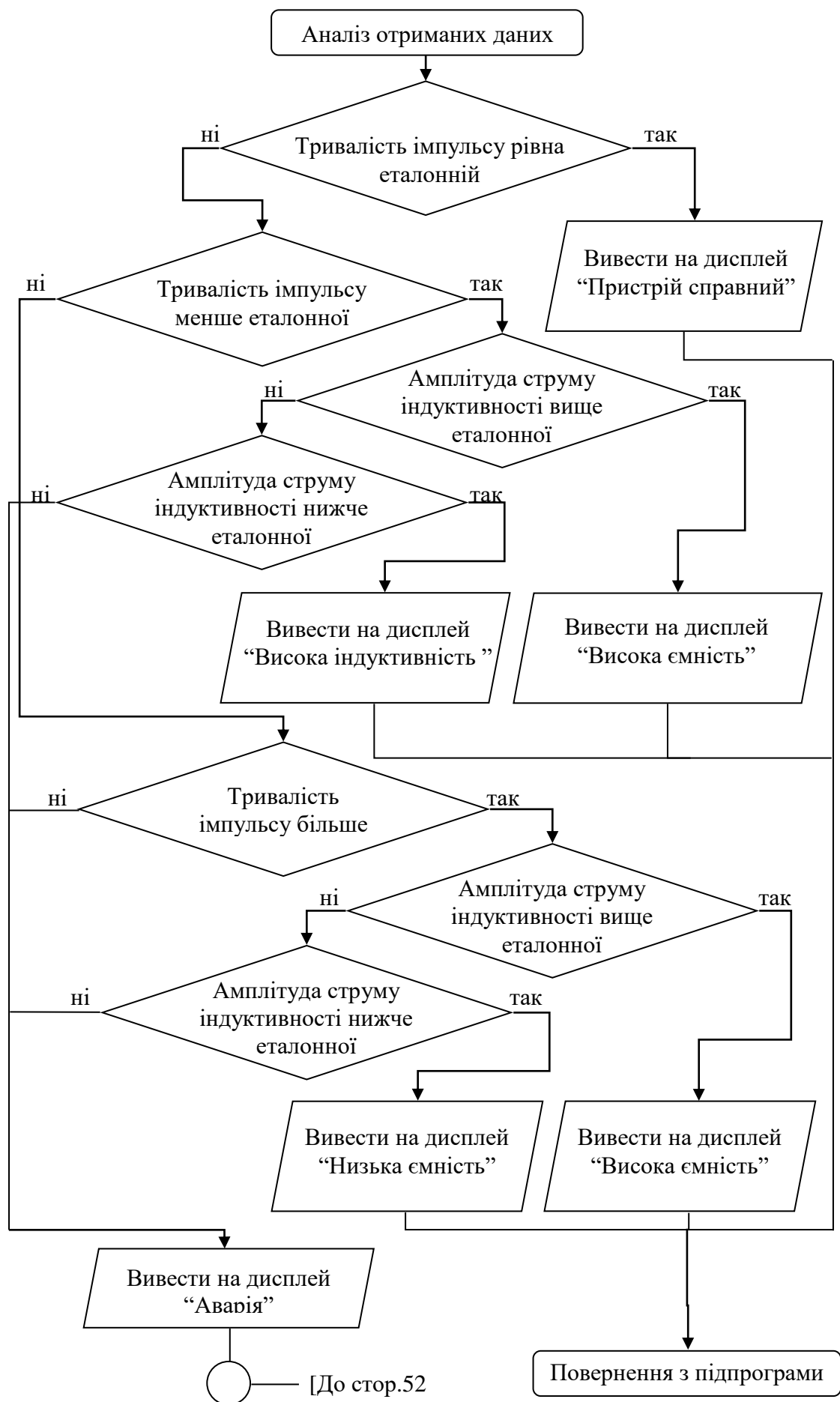


Рис. 4.5 Блок схема алгоритму визначення амплітудних значень струму і напруги



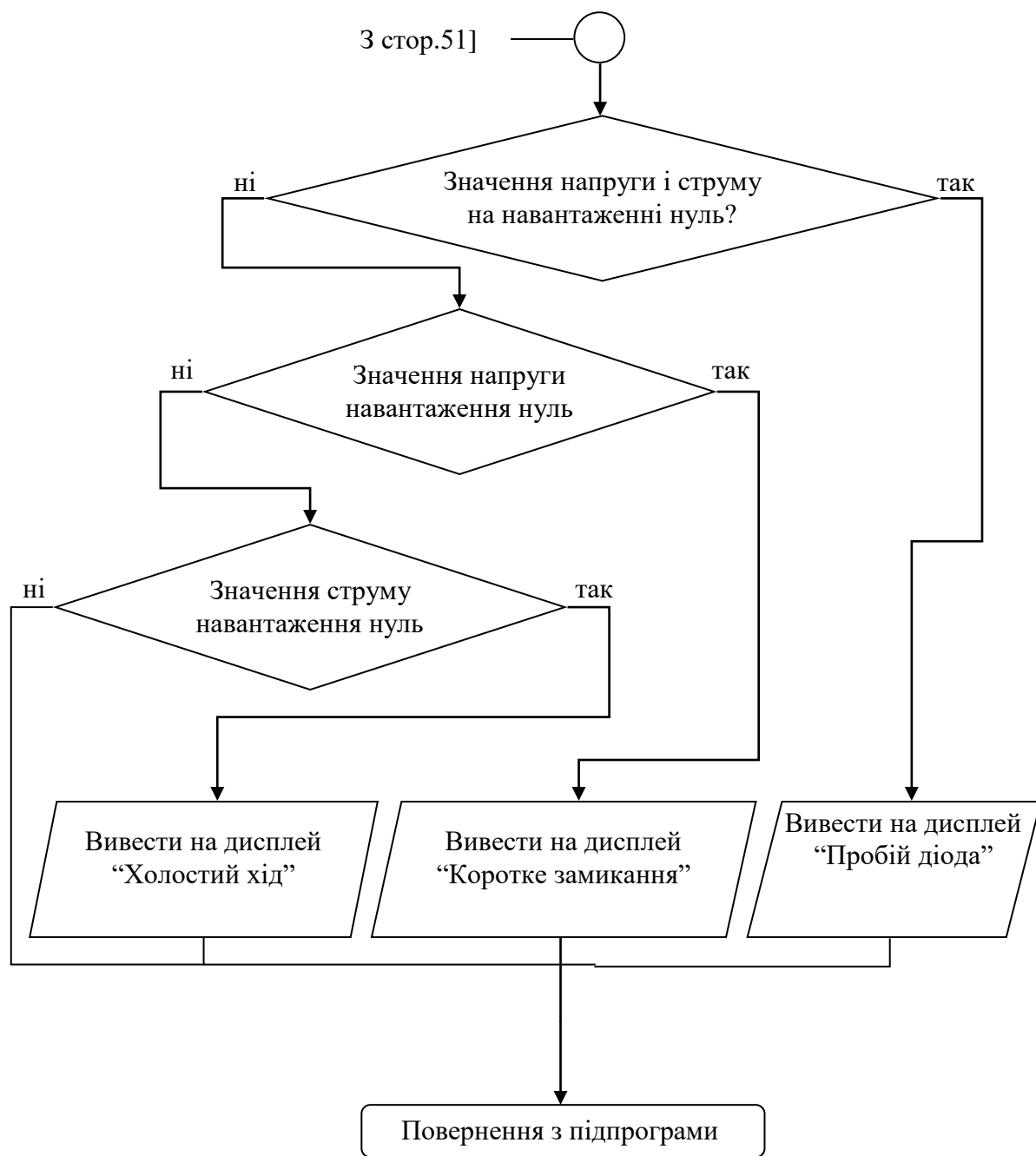


Рис.4.6 Блок-схема аналізу отриманих даних

4.5. Опис роботи пристрою

4.5.1. Визначення амплітуди

Сигнал з індуктивності надходить на підсилювач-формував, зібраний на операційному підсилювачі. Сигнал змінної напруги заміщується на неінвертуючий вхід підсилювача з половиною опорної напруги, яке використовується в АЦП.

З виходу підсилювача-формувача через інтегруючу ланцюжок сигнал надходить на вхід АЦП, який служить для вимірювання постійної складової сигналу. Сигнал з підсилювача-формувача відповідає вимірюваному сигналу, зміщеному на половину опорної напруги.

Сигнал напруги використовується також в якості опорного для компаратора, який виробляє перепад, що використовується для формування процедури переривання для збору вимірювальних відліків.

Як тільки переривання по перепаду настає, контролер робить вибірку з 20 точок з тимчасовим кроком, що відповідає $1/20$ квазіперіода. Найбільше з цих значень і буде амплітудним.[38]

4.5.2. Визначення тривалості імпульсу

Для визначення тривалості імпульсу застосований програмно-керований метод. Даний підхід заснований на програмному опитуванні рівня сигналу на вхідній лінії мікроконтролера, на яку надходять ШІМ-імпульси. Коли програмно фіксується високий (активний) рівень ШІМ-сигналу, включається засіб вимірювання - таймер. При програмної фіксації низького рівня - завершення активної фази імпульсу - таймер вимикається і накопичене в таймері значення визначає тривалість імпульсу.[39]

ВИСНОВКИ ТА РЕКОМЕНДАЦІЇ

На базі проведеного огляду методів діагностики перетворювачів обрано метод діагностування порівнянням вимірних параметрів з параметрами отриманими в результаті розрахунку або моделювання.

Для квазірезонансного імпульсного перетворювача визначено діагностичні параметри та допустимі межі їх зміни.

Проведення порівняння схем DC-DC перетворювачів дозволило виявити наступні переваги квазірезонансних імпульсних перетворювачів:

- збільшений ККД;
- значно зменшені розміри;
- підвищені енергетичні, динамічні та питомі характеристики.

Розглядання режимів роботи квазірезонансних імпульсних перетворювачів дозволило отримати аналітичні формули для розрахунку елементів схеми.

Створена модель квазірезонансного імпульсного перетворювача в математичному пакеті MATLAB Simulink з використанням бібліотеки для роботи з пристроями електроніки SimPowerSystems. Досліджена поведінка пристрою при різних типах несправностей. Обрані діагностичні параметри – амплітуда імпульсу струму через резонансну індуктивність та його тривалість. Розраховані значення діагностичних параметрів, з якими проводиться порівняння і визначається режим роботи пристрою: справний, передаварійний, аварійний.

Результати моделювання довели коректність розрахункових формул, максимальна похибка не перевищує $\delta_{\max} = 2\%$, середня похибка – $\delta_{\text{ср}} = 0,35\%$.

Розроблені структурна та принципова схема квазірезонансного імпульсного перетворювача, розраховані основні його параметри. Так частота перемикання 200 кГц, резонансна індуктивність 0,85 мкГ, резонансна індуктивність 47 нФ.

					ДС52.520.317.001ПЗ	54
Змн.		№ документа.	Підпис			

Визначення режиму роботи перетворювача проводиться шляхом порівняння поточних значень з обчисленими заздалегідь та записаними в пам'яті мікроконтролера. Визначаються передаварійний режим (при відхиленні параметрів індуктивності та ємності в межах 10%), а також аварійний – пробій діода, коротке замикання навантаження перетворювача, режим холостого ходу перетворювача.

Розроблений пристрій діагностики двопівперіодного квазірезонансного імпульсного перетворювача понижуючого типу з комунацією при нульовому струмі на базі мікроконтролера Atmega AVR328 з індикацією результатів на LCD дисплей. Розроблений алгоритм пошуку несправностей на основі порівняння знятих показників з еталонними значеннями. Виконання алгоритму проводиться програмою написаною на мові C++.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Технические средства диагностирования: Справочник / В.В.Клюев, П.П.Пархоменко, В.Е.Абрамчук и др.; Под общ.ред. В.В.Клюева. – М.: Машиностроение, 1989. – 672с., ил.
2. Кабашкин И.В. Проектирование диагностического обеспечения радиоэлектронных систем на ранних этапах их создания // Электроника и связь. – 1997. – Ч. 2. – С. 464-467.
3. Техническая диагностика вентильных преобразователей / В.В. Маркин, В.Н. Миронов, С.Г. Обухов. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 152с., ил.
4. Науменко А.П. Теория и методы мониторинга и диагностики: Материалы лекций. – Омск: ОмГТУ, 2017. – 154 с.
5. Домнин И.Ф., Вержановская М.Р., Прокопенко В.Ю. Оптимизация структуры микропроцессорной системы управления прогнозного типа // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Силова електроніка та енергоефективність”. – 2004. – Ч.2. – С. 55-60.
6. Краковский Ю.М., Смирнов С.В. Программный комплекс гибкого мониторинга роторных машин по виброданным // Контроль. Диагностика. – 2002. – №12. – С.51-55.
7. Теория систем автоматического регулирования / Бесекерский В.А., Попов Е.П. – М.: Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1972. – 768 с.
8. Домнин И.Ф., Севрюков О.В., Вержановская М.Р. Локализация неисправностей силовой схемы автономного инвертора тока // Third International Scientific and Technical Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems. – 1997. – Vol.2 – С.547-552.
9. Доценко Б.И. Диагностирование динамических систем. – К.: Техніка, 1983. – 159 с.

10. Закиров Р.Г. Прогнозирование технического состояния бортового радиоэлектронного оборудования // Труды Московского авиационного института. Выпуск №85. – 17с.

11. Справочник по электрическим машинам. Том 1 / Копылов И.П. – М.: Энергоатомиздат, 1988. - 456 с.

12. Михайлов А.Н. Механизм определения неисправных элементов методом токовой диагностики // Контроль. Диагностика. – 2005. – № 10. – С. 13-16.

13. Михайлов А.Н. Устройство диагностирования сложных устройств с микропрограммным управлением // Контроль. Диагностика. – 2005. – № 12. – С. 59-62.

14. Кудрявцев В.Б. Теория тестового распознавания // Дискретная математика. – 2006. – Том 18. – № 3. – С. 3-34.

15. Бурков В.Н., Новиков Д.А. Теория активных систем: состояние и перспективы. – М.: СИНТЕГ, 1999.

16. Миркин Б.Г., Черный Л.Б. Об измерении близости между различными разбиениями множества объектов // Автоматика и телемеханика. – 1970. – № 5. – С. 120-127.

17. Агамалов О.Н. Методика оценки технического состояния электрооборудования в реальном масштабе времени с помощью нечетких авторегрессионных моделей с внешним выходом // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2004. – Ч. 2. – С. 37-42.

18. Агамалов О.Н. Оценка технического состояния электрооборудования в реальном времени методом нейро-нечеткой идентификации // Электричество. – 2003. – № 7. – С. 10-18.

19. Жернаков С.В. Активная экспертная система комплексной диагностики и контроля ГТД // Автоматизация и современные технологии. – 2001. – № 6. – С.16-22.

					ДС52.520.317.001ПЗ	57
Змн.		№ документа.	Підпис			

20. Благітко Б.Я., Брагілевич В.І., Ярмолівський І.М. Діагностика параметрів мехатронічної системи при наявності шумів // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2004. – Ч. 2. – С.49-54.

21. Киншт Н.В., Герасимова Г.Н., Кац М.А. Диагностика электрических цепей. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 192 с., ил.

22. Домнин И.Ф., Загrevский О.П., Федоров Д.А. Алгоритм контроля АИТ на основе аппроксимации квадратичным полиномом // Технічна електродинаміка. – 2001. – Ч.3. – С.56-59.

23. Бессонов А.А., Загашвили Ю.В., Маркелов А.С. Методы и средства идентификации динамических объектов – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. – 280 с.

24. Izykowski J., Rosolowski E., Fatla K. Discrimination between internal fault and magnetizing inrush current in transformers using wavelet transform // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. „Проблеми сучасної електротехніки” – 2004. – Ч.4. – С. 13-16.

25. Терещенко Т. О., Ямненко Ю. С. Спектральні методи обробки біотелеметричної інформації - Електроніка та зв'язок. – 2016. – т. 21 №4. – С. 38–43. <http://elc.kpi.ua/article/view/81904/79730>

26. Поляков В. А. Основы технической диагностики: учебное пособие для студентов вузов / В. А. Поляков. – М.: ИНФРА-М, 2013. – 118 с.

27. Белашев В.Ю., Чернова Н.М. Эффективные алгоритмы и программы вычислительной математики. – Магадан: СВКНИИ ДВО РАН, 1997. - 160с.

28. Прогнозирование технического состояния оборудования:
<https://pue8.ru/vibroakkusticheskaya-diagnostics/137-metody-prognozirovaniya-izmeneniya-tehnicheskogo-sostoyaniya.html> [Електронний ресурс]

29. Москатов Е.А. Источники питания – К.: «МК-Пресс», СПб.: «КОРОНА-ВЕК», 2011. – 208 с., ил.

30. О.М. Городній, В.В. Гордієнко, Б.Ш Чуб Порівняльна оцінка енергетичної ефективності імпульсних перетворювачів з квазірезонансними та звичайними ключами за результатами моделювання Вісник Чернігівського Державного технологічного університету. № 4 (61), 2012 с. 222-231
<https://ts-vistnic.stu.cn.ua/tmppdf/354.pdf>

31. Браун.М Источники питания. Расчет и конструирование.: Пер. с англ.. – К.: «МК-Пресс», 2007. – 288с., ил.

32. О.М. Городній, В.В. Гордієнко Порівняння енергетичної ефективності паралельних квазірезонансних імпульсних перетворювачів, які перемикаються при нульовому струмі.

33. Ревко А. С. Квазирезонансные импульсные преобразователи для систем точного электропривода постоянного тока : Дис... канд. техн. наук: 05.09.12 / Черниговский гос. технологический ун-т. — Чернигов, 2004. — 164 с. <http://inel.stu.cn.ua/~asr/nauka/Dis.pdf>

34. Степенко С. А. Системи керування коректором коефіцієнта потужності з квазірезонансним імпульсним перетворювачем. : Дис... канд. техн. наук: 05.09.12 / Чернігівський нац. технологічний ун-т. — Чернігів, 2015. — 160 с.

35. https://chipinfo.pro/article/basics_of_circuitry/pwm_filter.shtml
[Електронний ресурс]

36. Терещенко Т.О., Ямненко Ю.С., Клепач Л.Є., Лайкова Л.Г., Палій Д.М. Огляд основних моделей прогнозування енергоспоживання в MicroGrid // Вчені записки Таврійського національного університету ім. В. І. Вернадського. Серія «Технічні науки». - Том 29(68), №4. – Частина 1. - 2018. - С. 36-41
http://www.tech.vernadskyjournals.in.ua/journals/2018/4_2018/part_1/9.pdf

37. Терещенко Т.О., Хижняк Т.А., Лайкова Л.Г., Овсієнко М.Ю., Заруба Д.С. Визначення несправностей елементів напівпровідникових перетворювачів // Вчені записки Таврійського національного університету ім. В. І. Вернадського. Серія «Технічні науки». - Том 29(68), №5. – Частина 3. - 2018. - С. 127-132

http://www.tech.vernadskyjournals.in.ua/journals/2018/5_2018/part_3/26.pdf

38. Бюджетный вариант измерения TrueRMS. <https://habr.com/ru/post/321008/> [Електронний ресурс]

39. Программная реализация измерения длительности ШИМ-импульсов. <http://microchipinf.com/articles/44/129> [Електронний ресурс]

40. Малышенко Ю. В. Техническая диагностика: учебное пособие / Ю. В. Малышенко, Л. Ф. Стыцюра, В. И. Саяпин. – Владивосток: Издво ВГУЭС, 2010. – 302 с

41. Глущенко П. В. Техническая диагностика. Моделирование в диагностировании и прогнозировании состояния технических объектов / П. В. Глущенко. – 2-е изд. – М.: Вузовская книга, 2008. – 248 с

Поз.		Найменування			Кіл.	Примітки					
		<u>Резистори</u>									
R1		AX25WR – 25W – 0,1 Ом ±10%			1						
R2		CR025SJTB – 0,25W – 0,1 Ом ±5%			1						
R3		HS25-10RJ – 25W – 10 Ом ±5%			1						
R4, R5, R15		CR025SJTB – 0,25W – 10 кОм ±5%			3						
R6		CR025SJTB – 0,25W – 1,1 МОм ±5%			1						
R7		CR025SJTB – 0,25W – 1,8 МОм ±5%			1						
R8		CR025SJTB – 0,25W – 8,2 кОм ±5%			1						
R9		CR025SJTB – 0,25W – 68 кОм ±5%			1						
R10, R13		CR025SJTB – 0,25W – 3 кОм ±5%			2						
R11, R12, R14		CR025SJTB – 0,25W – 1 кОм ±5%			3						
		<u>Конденсатори</u>									
C1		R15W473K2AH5 – 100V – 47нФ ±10%			1						
C2		ECR470M16B - 16V – 47мкФ ±10%			1						
C3		R15Z223M1HL2 – 50V – 22нФ ±20%			1						
		<u>Індуктивності</u>									
L1		1210 – 0,85мкГн ±20%			1						
L2		KLS18 – 4,7мГн ±10%			1						
		<u>Діоди</u>									
VD1		15MQ040			1						
		<u>Транзистори</u>									
VT1		IRFU9210			1						
		<u>Мікросхеми</u>									
DA1, DA2, DA3		LMV762			3						
D1		NE555DT			1						
D2		ATmega128-16AU			1						
D3		YJD1602-A1			1						
					ДС52.520.317.001 ПЕЗ						
Зм	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	Діагностика квазірезонансного перетворювача понижуючого типу. Перелік елементів			Лім.	Аркуш	Аркушів	
Розроб.		Гарницький А.В.								1	1
Перевір.		Терещенко Т.О.									
Т. контр.											
Н. контр.		Батрак Л.М.									
Затверд.		Терещенко Т.О.									
								КПІ ім. Ігоря Сікорського, ФЕЛ гр. ДС-52			

Додаток Б. Лістинг програми

Код написаний мовою C++ для платформи мікроконтролера AVR
ATmega328.

Тактова частота 16 МГц.

```
#include <LiquidCrystal.h>           //підключення бібліотеки
LiquidCrystal lcd(12, 11, 10, 5, 4, 3, 2); //піни, що використовуються
float pulsewidth, Il, Un, In;         //оголошення змінних
void setup()
{
    lcd.begin(16,2);                 //кількість символів на рядок
}
void loop()
{
    pulsewidth = pulseIn(PB1,HIGH);   //тривалісті ширини імпульсу
    Il = (analogRead(PC0) * 1.1) / 1024.0; //амплітуда струму індуктивності
    Un = (analogRead(PC1) * 1.1) / 1024.0; //амплітуда напруги
                                         навантаження
    In = (analogRead(PC2) * 1.1) / 1024.0; //амплітуда струму навантаження
    if (pulsewidth == 1.26 && Il == 12.49) //умова справного режиму
    {
        lcd.clear();                 //очищення дисплею
        lcd.setCursor(0,0);           //встановлення курсору
        lcd.print("UP SYSTEM");       //вивід на дисплей
    }
    else if (pulsewidth>=1.19 && pulsewidth <=1.26) //умова передаварійного
                                         режиму з зменшеною тривалістю імпульсу
    {
        lcd.clear();                 //очищення дисплею
```

```

lcd.setCursor(0,0);           //встановлення курсору
lcd.print("PRE-FAULT");       //вивід на дисплей
lcd.setCursor(0,1);           //встановлення курсору
if (Il >= 12.49 && Il <= 13.04) //умова роботи при низькій
                               індуктивності
lcd.print ("LOW INDUCTANCE"); //вивід на дисплей
if (Il <= 12.49 && Il >= 11.85) //умова роботи при низькій ємності
lcd.print ("LOW CAPACITIVE"); //вивід на дисплей
}
else if (pulsewidth<=1.32 && pulsewidth >=1.26) // умова
        передаварійного режиму з збільшеною тривалістю імпульсу
{
lcd.clear();                  //очищення дисплею
lcd.setCursor(0,0);           //встановлення курсору
lcd.print("PRE-FAULT");       //вивід на дисплей
lcd.setCursor(0,1);           //вивід на дисплей
if (Il <= 12.49 && Il >= 12.03) //умова роботи при високій
                               індуктивності
lcd.print ("HIGH INDUCTANCE" //вивід на дисплей
if (Il >= 12.49 && Il <= 13.10) //умова роботи при низькій ємності
lcd.print ("HIGH CAPACITIVE"); //вивід на дисплей
}
else
{
lcd.clear();                  //очищення дисплею
lcd.setCursor(0,0);           //встановлення курсору
lcd.print("EMERGENCY");       //вивід на дисплей
lcd.setCursor(1,0);           //встановлення курсору
if (In ==0 && Un ==0)          //умова роботи при пробої діода

```

```
lcd.print("DIODE BREAKDOWN"); //вивід на дисплей
if (In == 0 && Un != 0)          //умова режиму холостого ходу
lcd.print("NO LOAD");           //вивід на дисплей
if (In != 0 && Un == 0)          //умова режиму короткого замикання
lcd.print("SHORT CIRCUIT");     //вивід на дисплей
}
}
```

ABSTRACT

The work is executed on 60 pages, contains 2 supplement, 23 illustrations, 5 tables, 41 literary sources of information.

Theme of work: Diagnostics of a quasi-resonance transducer of a down-type type.

In this paper, we consider methods of diagnostics and prediction of the level of review efficiency, which characterizes the peculiarities of work in different modes, and also investigates the influence of changes in parameters of the resonant constitution on the initial parameters.

The purpose of the study: the creation of a diagnostic device for a quasi-resonance converter based on a comparison of measuring parameters with the parameters obtained as a result of calculation or simulation.

To achieve the goal, consider the following tasks:

- analysis of the influence of inconsistencies in time diagrams of currents and voltages;
- Defining points for diagnostic data;
- built an algorithm for collecting significance and obtaining information about the mode of operation.

Results of the work: the diagnostic device developed, which can be used in quasi-resonant converters of a down-type type.

The object of the study is the scheme of two-way quasi-resonance switching with zero current.

It is supposed to study the parameters of the transformation of its mode of operation.

The practical value of the results obtained:

- choice of diagnostic parameters in the quasi-resonance converter;
- The partitioned diagnostic system can detect the cause of the failure in the transducers.

Methods used are:

- Calculated - for conducting analytical calculations of the scheme
- Experimental - for simulating converter circuits.

Quasi-resonance converters are designed to change the electric power of direct current from one level to another. Their resonant frequency of the oscillatory circuit does not correspond to the switching frequency. The converter with switching at zero current gives a wave of current passing through the key of a sinusoidal shape. In this paper, consider a two-phase converter. The advantage of such a converter is a more simple circuit and a higher efficiency, disadvantages - a large amplitude and a variable component circuit current.

Such devices have been widely used in pulse voltage stabilizers, electric drives and power factor correction.

MAIN CONTENT OF WORK

The introduction addresses the impact of injustices on the work of the converter and care of the diagnostic system of a quasi-resonance pulse converter.

In the first section, the methodological diagnostics of translation is considered: nonsense logic, wavelet transformation, comparison of intellectual parameters with parameters obtained as a result of calculation or modeling. The latter was chosen to conduct research in the work. A classification system for the diagnosis of various features and the evaluation of methodological prediction of the review: a probabilistic method, a numerical analysis method, and an adaptive linear filtration method are carried out.

A generalized diagnostic system is considered.

Two main stages are distinguished in the process of diagnostics of an electrotechnical object:

1. received diagnostic data - they include voltages and currents, amplitudes of pulses of current and voltage, frequency of the variable voltage, frequency of pulses, time interviews, characterizing pulse duration, capacitance, inductance, resistance of elements.

2. Analysis of diagnostic data and determination of the state of data diagnostics - is compared with the data received for the current time, with data obtained in previous hours, or data that are considered as nominal rates of the object. The comparison is performed by the comparison system, which allows receiving the diagnostic system, and the result is to determine the current state of the diagnosis.

Choose the diagnostic system that corresponds to the specific diagnostic and measurement objects that reach the diagnostic process - the duration of the diagnosis, the number of rates of objects that need to be resolved, the need to detect and identify defects, and so on.

The second section compares the circuits of DC-DC converters and has the following advantages of quasi-resonant pulsed transducers (QRC):

- Increased efficiency of the device;
- the ability to make conversions with a higher frequency;
- the least-reduced dimensions of the jet elements;
- reduce the pulsations of the output current or voltage.

The classification of quasi-resonant translators, by the method of connection, for a large periodicity is given, an overview of operating modes is conducted:

- charging interval of a throttle;
- interval of resonance;
- Discharge capacitor spacing;
- reverse diode conduction interval.

The purpose of all the elements of the scheme, especially the choice of nominal components, and the application of quasi-resonance transducers is considered.

Areas of application QRC-ZCS are considered. This converter gives a noticeable effect as a system of low-power electric drive (precision magnetic recording equipment, optoelectronic systems, etc.), as well as in the system of electric drive of high power.

The analytical expressions for construction of time diagrams of current and voltage are given and expressions for calculating the components of the scheme are given.

The third section deals with the peculiarities of computer simulation in different software, the advantages and disadvantages of different programs are presented. The chosen parameters of the converter for research and the simulation of the scheme in MATLAB Simulink package was carried out. The simulation results are compared with the analytical calculations in paragraph 2.

As the research shows, the appearance of malfunctions, or the change in the parameters of the elements of the semiconductor converter is evidenced by the change in the forms of timelines of its currents and voltages. Therefore, the time dependence of currents on the inductance, voltage on the capacitance and the duration of the current pulse through the inductor of the converters should be used as diagnostic information.

The influence of the change in capacitance and inductance on the duration of the pulse time and the amplitude of current through inductance is investigated. Also, the calculation of reference diagnostic indicators in the case of changing the parameters of the contour is carried out. Analysis of the results showed that the trouble-free operation of the converter is guaranteed within $\pm 10\%$ relative to the nominal value of the resonant inductance and capacitance. The possible transient failures are listed. For capacitors it is a breakdown, breakage, capacity change, increase of internal resistance. The change in nominal capacity occurs due to the aging of the dielectric, the ingress of moisture, overheating, deformation, and the increase of leakage current due to deterioration of insulation. Chokes may have such malfunctions as breaking the wire in the places of soldering to the contact petals, the internal breakdown of the winding wire, short circuiting turns, the change in the nominal value of the inductance. The task of detecting emergency states of the converter quite successfully solved in different ways, but the detection of a transient state due to the output parameters of its elements at the permissible limit is a more complex task, which provides a deep analysis of the circuit of the

investigated converter in different operating modes and for different values of parameters.

In the fourth section of this paper, the construction of a local automated diagnostic system for a quasi-resonance converter, performed in the form of an external specialized device, defining the correct or defective state of the converter is carried out. A structural and principal scheme of the diagnostic device was developed, an algorithm for removing diagnostic parameters and processing them programmatically in the microcontroller was developed. Constructed block diagram and written program code.

Key words: quasi-resonance, lowering transformer, switching at zero current, diagnostics, microcontroller, modeling.